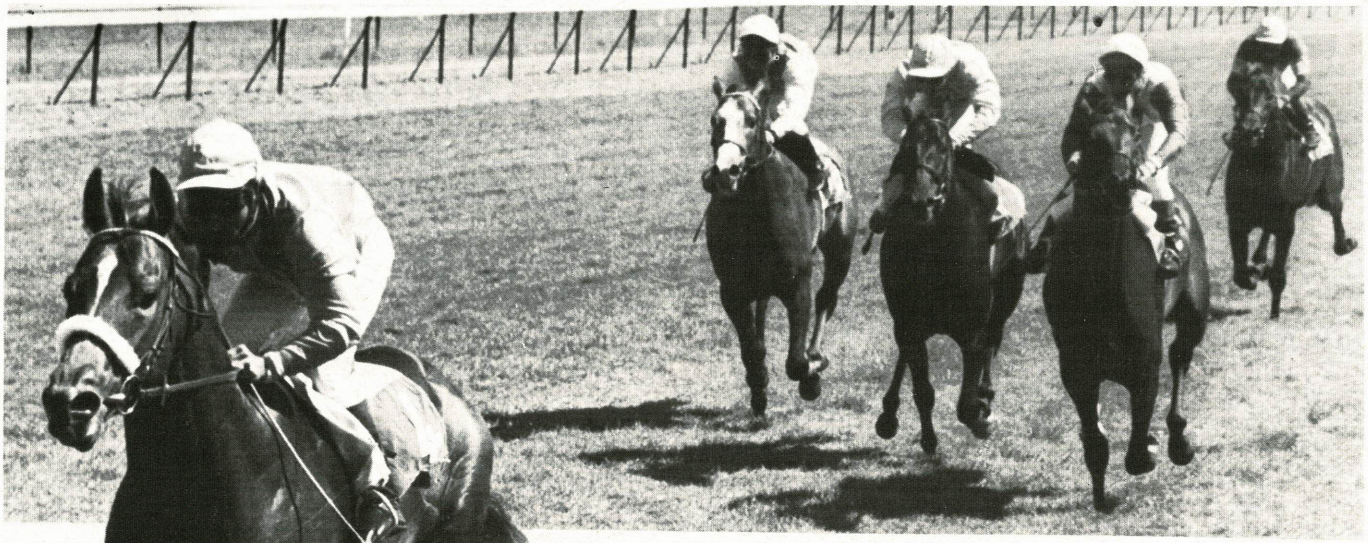
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 8 - Hiver 1978-1979 - 15 f

SUISSE : 6,50 FS - ALGÉRIE : 15 DIN - TUNISIE : 1 500 MIL. - CANADA : 2,75 $.C. - ESPAGNE : 260 PESETAS - ITALIE : 2 500 LIRES



trois longueurs d'avance...

* **Programmation IEC**
* **Pureté spectrale**
* **Microprocesseur/autotest**

avec le nouveau

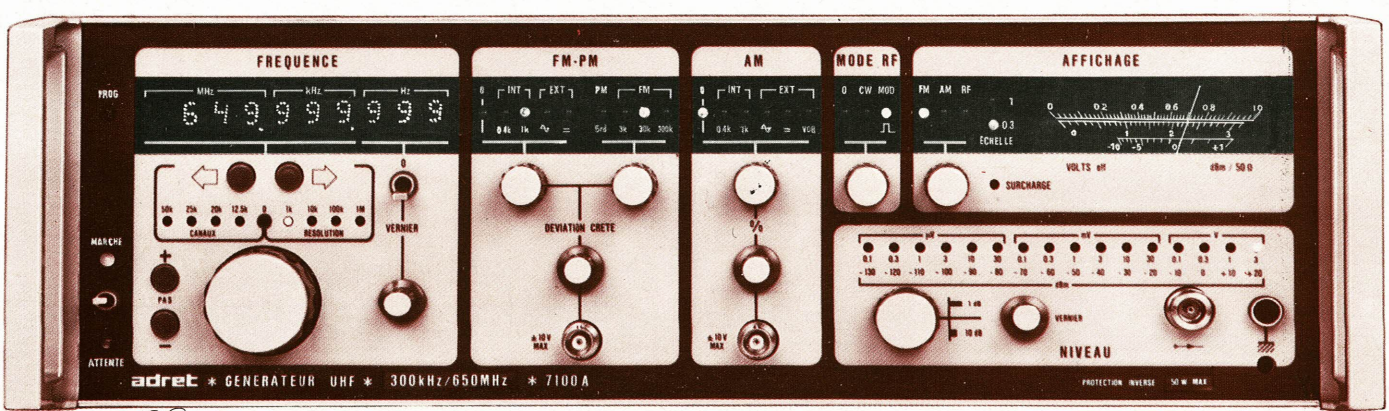
GENERATEUR 7100 adret

Le 7100 ADRET réunit les avantages
des meilleurs générateurs lockés ou à cavité
et ceux des synthétiseurs.
Sa résolution et sa déviation FM sont constantes de 300 kHz à 1,3 GHz,
l'atténuation s'effectue par pas de 0,1 dB de + 20 dBm à − 140 dBm
et le plancher de bruit est à − 145 dBc

Contactez ADRET, par le service lecteur ou directement par téléphone, vous recevrez la fiche technique détaillée.

...et le prix

Le prix de base est de 41 000 F
et de 63 000 F avec les options.



ADRET ELECTRONIQUE FRANCE
12, avenue Vladimir Komarov • BP 33 78192 Trappes Cedex • France • Tel. 051.29.72
Telex ADREL 697821 F • Siret 679805077 - 00014 • CCP Paris 21 797 04 •

adret ae electronique

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 8 - Hiver 1978-1979 - 15 f

SUISSE : 6,50 FS - ALGÉRIE : 15 DIN - TUNISIE : 1 500 MIL. - CANADA : 2,75 $.C. - ESPAGNE : 210 PESETAS - ITALIE : 2 500 LIRES

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction – Rédaction – Administration – Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 – Télex : PGV 230472F
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris – Tél. : 285.04.46.

Président-directeur général : Directeur de la publication
Jean-Pierre Ventillard
Rédacteur en chef
Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : **André Billès, Jean-Claude Baud, André Chausse, Jos De Neef, Patrick Gueulle, Daniel Heyden, Jacky Jegou, Félix Juster, Jacques Lantier, Pierre Lemeunier, Jean-Louis Milhaud, Charles Panel, Catherine Peaucoup, Joël Ranchet, Jean Sabourin, Jacques Trémolières.**

Maquette : **Michel Raby**
Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à **65 000 exemplaires**

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
1 an (4 numéros) : **48 F** (France) – **65 F** (Etranger)

Copyright 1978 – Société Parisienne d'Edition

Dépôt légal 4e trimestre 78 N° éditeur : 684

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1er de l'article 40).
« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles. Celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse – Imprimerie : Edicis, 75019 Paris.

SOMMAIRE

Analyse

Les bobinages imprimés 143
Calcul simplifié des préamplificateurs RIAA 133

Automobile

Le diagnostic électronique des moteurs 11

Applications

Transmission d'informations par infra-rouges 85
Transmetteur téléphonique d'alarmes 127

Circuits intégrés

Enregistreurs-lecteurs de cassettes avec le LM 1818 117

Electronique médicale

Le débit cardiaque 5
La stimulation cardiaque 57

Etude

Méthode de mesure de la constante diélectrique complexe en hyperfréquence 19
Le bruit électronique et sa mesure 37
L'adaptation des impédances 139

Mesures

Les tubes à mémoire 73

Schémathèque

Presse technique étrangère 51

Technologie

Le circuit imprimé : la gravure 25
Les lampes germicides 147

Visite

Le C.N.E.S. 93

Bibliographie 104
Fiches techniques : microprocesseurs 107
La radio maritime 163
Réseaux de distribution des semi-conducteurs 153
Nouveautés - Informations 162
Bulletin d'abonnement 170

KF® toujours + mais aussi c'est

une qualité indiscutable.
une gamme très complète.
des références de très haut niveau.
une ouverture sur le progrès.
une équipe de techniciens à votre disposition.
un service technique aux aguets et qui pige.

une totale collaboration avec les services techniques utilisateurs appréciée de tous.
une gamme d'agents de démoulage spéciaux pour l'électronique.
un stock disponible.
une information permanente.
un effort soutenu et actif.

KF INFORMATIQUE

une nouvelle gamme mise au point pour la maintenance efficace et rationnelle de votre informatique

– Une gamme complète de matériels et produits techniques à usages électroniques :
F 2, E 100, Givrant 50, Sitosec, Fréon TE, Souffl'ront', Tress'ront', etc.
– Matériel pour la fabrication des circuits imprimés au stade industriel, du laboratoire au prototype, micro perçeuses, tresse à déssouder, fournitures spéciales.
– Résines photosensibles, plaques présensibilisées et produits complémentaires pour la gravure et l'étamage, la soudure, vernis isolants et de tropicalisation, produits d'enrobage, cire diélectrique, graisse silicone, compound transistors, vernis conducteur au graphite, à l'argent, au zinc.
– Produits de désoxydation, régénération, lubrification et protection des contacts. Solvants, décapants. Refroidisseurs pour la détection des pannes d'origine thermique. Produits de soufflage, séchage et de déshumidification, nettoyants anti-statiques. Nettoyants pour têtes et bandes magnétiques.
– Lubrifiants spéciaux, fluides, gels.

Présentation normale
et aérosols, tubes, seringues.

SICERONT KF®

304, Bd Charles de Gaulle 92390 Villeneuve-la-Garenne – Tél : 794 28 15 (5 lignes groupées) – Télex : 630984 F

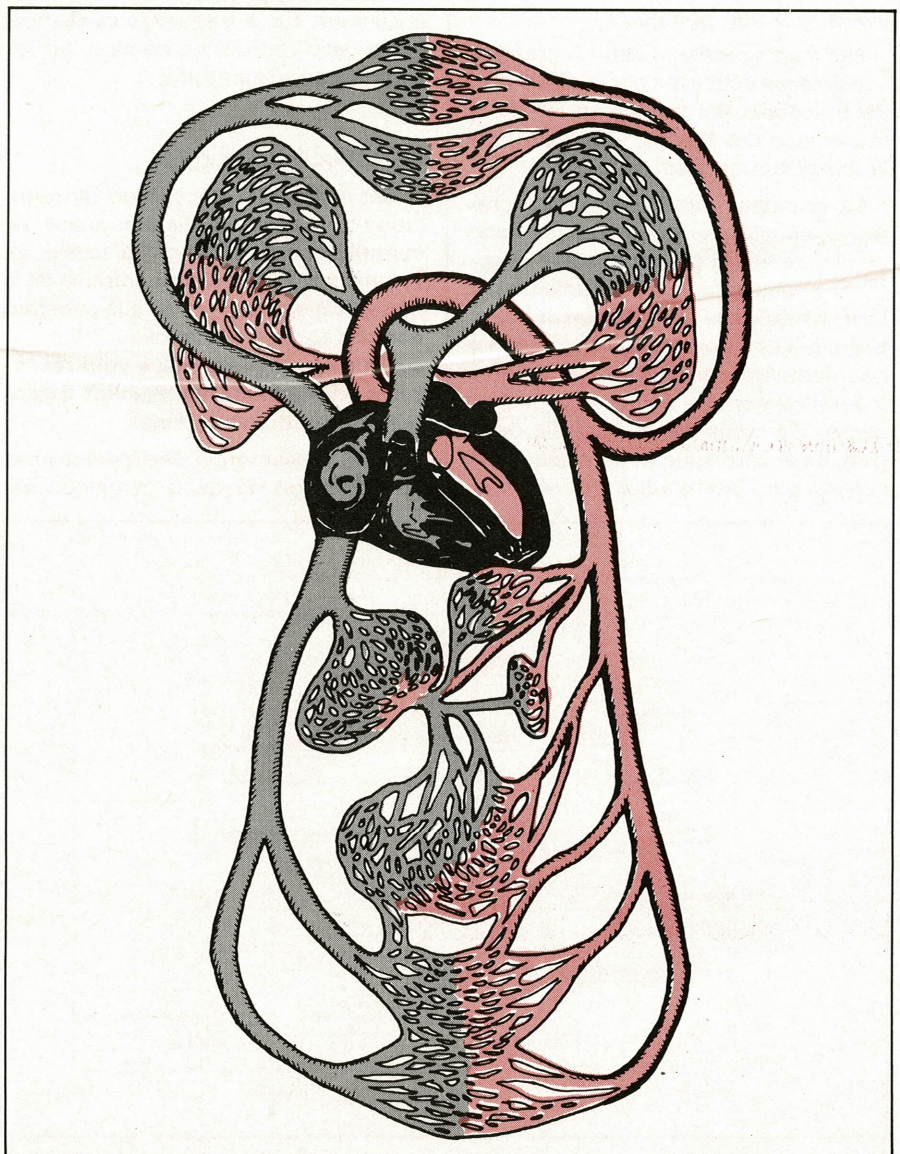
L'étude des variations du débit cardiaque présente sur le plan clinique humaine une importance considérable.

La « surveillance intensive », en cardiologie comme en chirurgie cardiaque repose actuellement sur :

– le relevé de l'électrocardiogramme ;

– les mesures de pressions sanguines : pression artérielle, pression veineuse centrale, pressions pulmonaires.

La mesure du débit cardiaque : la thermodilution



Les mesures des débits cardiaques droite et gauche complètent ce bilan, du point de vue hémodynamique, en permettant grâce à la loi de Poiseuille l'étude des résistances circulatoires systémiques et pulmonaires.

La régulation physiologique du débit cardiaque

Les circuits de la régulation physiologique du débit cardiaque sont complexes et se présentent sous trois aspects fondamentaux complémentaires :

- l'aspect hémodynamique,
- l'aspect métabolique,
- l'aspect volumique.

1) L'aspect hémodynamique

C'est bien sûr le premier aspect à prendre en considération : le cœur est avant tout une pompe... !

Les trois grandeurs débit – pression – résistance sont liées par la célèbre **loi de Poiseuille,** loi fondamentale de la mécanique des fluides, équivalente de la loi d'Ohm en électricité.

La grandeur d'entrée de cette première boucle de régulation du débit cardiaque est la pression, seule directement mesurable par l'organisme par l'intermédiaire des **« barorécepteurs »**. Les informations fournies par ces capteurs permettent un premier asservissement du débit cardiaque, au niveau du cœur par le contrôle de la fréquence cardiaque et au niveau vasculaire, par l'intermédiaire de la vasotonicité, par le contrôle des résistances circulatoires.

2) Aspect métabolique

Il ne faut pas perdre de vue que le rôle premier de la circulation sanguine est de subvenir aux besoins des tissus, ce qui se ramène très sommairement à l'apport d'oxygène et à l'enlèvement du gaz carbonique.

Lorsque les besoins tissulaires augmentent (par exemple à l'effort), il est nécessaire que le débit sanguin augmente. Cette deuxième boucle de régulation prend donc en compte des grandeurs chimiques (O_2, CO_2, acide lactique secrété par les cellules mal oxygénées, etc.), détectées par les **« chemo-récepteurs »** qui agissent également sur la fréquence cardiaque, sur la vaso-tonicité et, de plus, sur les paramètres respiratoires.

3) Aspect volumique

Cet aspect du mécanisme de régulation du débit cardiaque prend en compte la masse sanguine totale. Le volume sanguin circulant, fraction de la masse sanguine affectée à la satisfaction des besoins métaboliques des tissus, est ajusté grâce aux **« volo-récepteurs »** (régulation intervenant essentiellement au niveau rénal).

Cette présentation des mécanismes de régulation du débit cardiaque est très schématique. Les lecteurs intéressés trouveront **figure 1** un tableau décrivant plus complètement ces processus et prenant en compte, en plus des éléments cités au-dessus, la composition sanguine (équilibre ionique – **osmo-récepteurs**).

Notre bref survol nous montre cependant que le débit cardiaque ne peut être considéré isolément : il est la « sortie » de circuits de régulations complexes. On remarquera par ailleurs qu'en aucun point de ces circuits de régulation la nature n'effectue une mesure de débit : le débit est toujours quantifié grâce à des grandeurs qui lui sont indirectement liées.

4) Variations physiologiques du débit cardiaque

Le débit cardiaque est nettement plus élevé chez la femme que chez l'homme ; il décroît avec l'âge ; il augmente avec la température (au-dessus de 25 °C), l'altitude, pendant la digestion, à l'effort (augmentation proportionnelle à la puissance développée) ; les émotions, l'anxiété provoquent également son augmentation. Le débit cardiaque s'accroît en position couchée et, par contre, décroît pendant le sommeil.

5) Variations pathologiques du débit cardiaque

L'hyperthermie, l'hyperthyroïdie, l'anémie, certaines avitaminoses, les anévrismes artério-veineux provoquent l'augmentation du débit cardiaque. Inversement, l'hémorragie, les troubles du rythme, l'insuffisance cardiaque, l'état de choc, les insuffisances valvulaires, l'hypertension artérielle pulmonaire provoquent sa diminution.

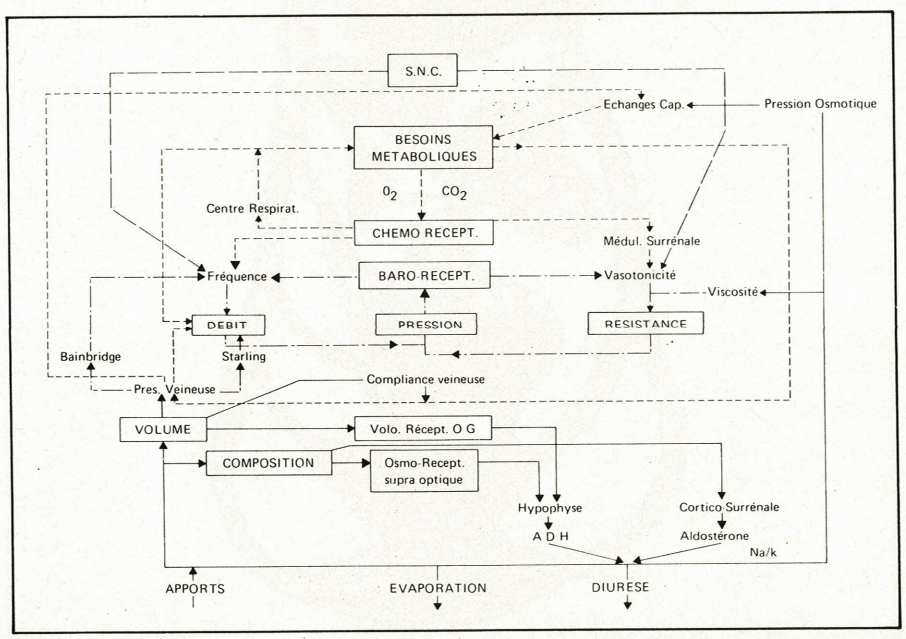


Fig. 1. – La régulation physiologique du débit cardiaque (d'après L. Vadot).

Les méthodes de mesure du débit cardiaque

Les diverses définitions que l'on peut donner du débit cardiaque vont définir les diverses méthodes de mesure :

* le débit peut être considéré (c'est sa définition physique) comme le rapport d'un volume à un temps ;

* le débit cardiaque peut aussi être considéré comme étant le produit du volume d'éjection systolique (volume chassé par le ventricule considéré lors de chaque contraction cardiaque) par la fréquence cardiaque ;

* le débit peut être considéré comme le produit d'une vitesse moyenne d'écoulement dans un vaisseau (l'aorte par exemple) par la section du dit vaisseau.

1) Débit = volume/ temps

La mesure du temps ne présente bien sûr aucune difficulté ! La mesure du volume se pratique habituellement par **dilution d'un indicateur** (la section d'un vaisseau pour y interposer un « volumètre » étant en effet difficilement imaginable !). C'est le cas des deux méthodes les plus utilisées :

– on peut effectuer une dilution continue d'un indicateur éliminé à chaque tour du circuit sanguin (« turn over ») ce qui évite sa **recirculation.**

Dans la méthode de **Fick,** on part du principe que tout l'oxygène absorbé par les poumons en un temps donné est abandonné au sang qui de l'état veineux (non oxygéné) dans l'artère pulmonaire passe à l'état artériel (oxygéné) dans les veines pulmonaires et le cœur gauche. Si l'on mesure donc la quantité d'oxygène absorbée par les poumons, la teneur en oxygène du sang artériel pulmonaire et du sang du cœur gauche, on peut déduire facilement le volume de sang qui a traversé en un temps donné le poumon, donc le débit pulmonaire :

$$\text{Débit pulmonaire} = \frac{\text{Consommation d'oxygène}}{\dfrac{\text{Teneur } O_2}{\text{Sang veine Pulmonaire}} - \dfrac{\text{Teneur } O_2}{\text{Sang artère pulmonaire}}}$$

Le débit systémique est approximativement égal au débit pulmonaire chez un patient ne présentant pas de « shunt » (court-circuit intracardiaque droite gauche ou court-circuit intravasculaire). Le débit systémique vrai peut d'ailleurs s'obtenir de la même manière en exploitant cette fois la différence de teneur en oxygène entre le sang artériel (prélevé dans l'artère fémorale, l'humérale, la radiale...) et le sang veineux (veine cave supérieure, oreillette droite).

Le débit de l'éventuel shunt peut alors s'obtenir en faisant la différence des débits pulmonaires et systémiques ;

– dilution consécutive à une injection de traceur de très courte durée :

C'est la classique méthode de **Stewart-Hamilton** qui utilise les traceurs variés : quantités de chaleur positives ou négatives, colorants, radio-isotopes, etc.

On enregistre la courbe de variation de concentration de traceur en fonction du temps en aval du point d'injection. Abstraction faite des éventuels phénomènes de recirculation de l'indicateur, le débit est donné par le rapport de la quantité de traceur injectée par la surface de la « courbe de première circulation » obtenue **(voir figure 2).** Le principe peut bien sûr être appliqué pour la mesure séparée des débits pulmonaires et systématiques ainsi que pour la quantification des « shunt ».

– pléthysmographie : on peut rattacher la pléthysmographie à cette famille de mesures puisque cette méthode mesure directement des variations de volume en fonction du temps. Des méthodes récentes permettent par exemple l'estimation directe du volume d'éjection systolique par pléthysmographie électrique **(rhéographie)** pratiquée sur le thorax au niveau de la partie ascendante de la crosse de l'aorte.

2) Débit cardiaque = volume d'éjection systolique X fréquence cardiaque

On s'approche plus près, dans cette méthode de mesure, de la mécanique de la contraction cardiaque.

La **cinéangiographie biplane** permet une approche assez précise des variations des volumes ventriculaires en fonction des temps.

Les procédés **rhéographiques** cités ci-dessus, appliqués au niveau de l'aorte ascendante (Demange, Colin), l'enregistrement et l'interprétation des ondes de pression dans les gros vaisseaux artériels (Frank) sont des méthodes d'approche très intéressantes par leur totale innocuité et la répétitivité qui en résulte ; ils sont donc surtout utilisés pour l'étude de l'évolution du débit cardiaque et non pas pour sa mesure absolue.

3) Débit = vitesse moyenne X section de passage

Il existe diverses méthodes pour la mesure de la vitesse sanguine dans un vaisseau : **vélocimétrie électromagnétique** (application de la **loi de Laplace** de l'électromagnétisme), vélocimétrie ultrasonique (application de l'**effet Doppler,** ou mesure par variation du temps de transit de l'onde ultrasonore). Le problème réel réside dans la connaissance de la section du vaisseau au point de mesure et dans la forme exacte du profil de vitesse sur la section du vaisseau (profil qui doit être intégré pour fournir la vitesse moyenne sur la section du vaisseau).

Les techniques actuelles ultrasoniques : appareils « Doppler » à émission codée « Doppler » pulsé, « Doppler » à modulation de phase, « Time Delay Spectrometry, etc.) permettent maintenant ces mesures.

L'avènement du microprocesseur permettra sous peu leur application clinique de routine.

Ces méthodes sont essentiellement des méthodes de mesure de **débits locaux,** applicables cependant à la mesure du débit cardiaque (débit dans l'aorte = débit gauche ; débit dans l'artère pulmonaire = débit droit).

4) Estimations indirectes du débit cardiaque

– la **balistocardiographie** : on enregistre les mouvements d'oscillation du cœur provoqués par l'éjection systolique ; on en déduit les forces, donc les variations de quantité de mouvement lors de l'éjection d'où l'on tire la valeur du volume d'éjection systolique.

Cette méthode apparemment séduisante est très discutable vu la complexité des phénomènes mécaniques mis en jeu ;

– la **rhéographie** : déjà cité, ce procédé ramène la détermination de la variation d'un volume sanguin à la variation d'une impédance électrique. Là encore, nous sommes en présence d'une méthode séduisante mais d'application délicate pour la mesure du débit cardiaque. Cette méthode est cependant très employée comme

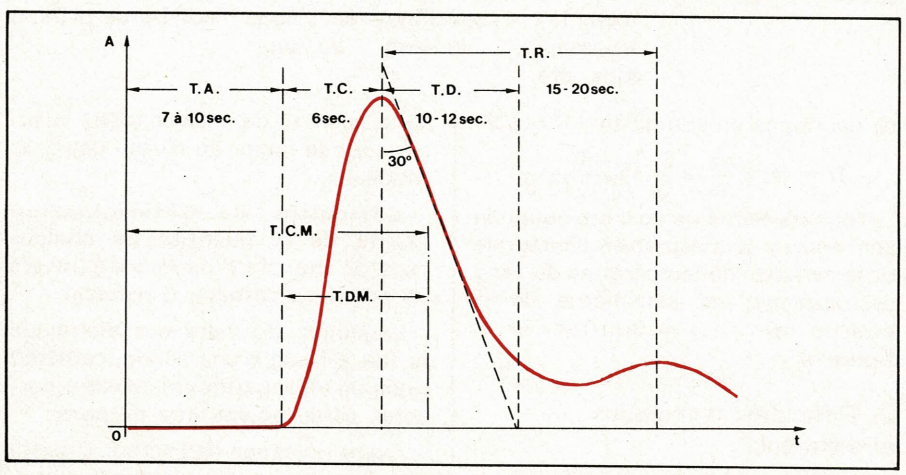


Fig. 2. – Courbe de dilution : allure générale.
T.R. : temps de recirculation – T.D. : temps de disparition – T.C. : temps de concentration – T.A. : temps d'apparition – T.C.M. : temps de circulation moyen – T.D.M. : temps de dilution moyen.

méthode globale afin de quantifier l'irrigation périphérique (maladies vasculaires des membres inférieurs, etc.).

– Nous ne pouvons passer sous silence une **méthode thermique** s'appuyant sur les variations de dissipation calorifique liées au taux d'irrigation sanguine.

Cette méthode, semblable à la méthode de mesure de débits de gaz dite de « **l'anémomètre à fil chaud** », a été employée pour les mesures de débits vasculaires (sonde thermique en bout de catheter) et fournissait donc le débit cardiaque si la sonde était placée dans l'aorte ou dans l'artère pulmonaire.

Son intérêt actuel se situe surtout dans la quantification de l'irrigation tissulaire locale (aiguille thermique plantée dans les tissus), cette méthode s'avérant en fait très proche de la fonction réelle du système circulatoire.

La **figure 3** constitue un récapitulatif des diverses méthodes de mesure de débit. Les cases hachurées correspondent aux méthodes les plus appliquées que nous allons analyser une à une.

Nous pouvons dire en résumé, à l'examen de ce tableau, que le clinicien ne dispose que de moyens de mesure indirects permettant une surveillance intermittente et discontinue du débit cardiaque. Le choix d'une méthode plutôt qu'une autre est délicat : il est fonction de l'information que l'on souhaite obtenir (mesure absolue ou surveillance des variations), des conditions d'utilisation, etc. On pourra par exemple opposer les méthodes sanglantes nécessitant la pose de plusieurs cathéters de mesure et d'injection et les méthodes par dilution de radio-isotopes qui se contentent d'un comptage externe. On pourra opposer également les méthodes répétitives (thermodilution, rhéographie thoracique) destinées à la surveillance de l'évolution du débit et les méthodes peu répétitives mais plus précises telles la méthode de dilution de colorant et la méthode de **Fick** considérée de façon unanime comme référence.

La thermodilution

C'est par la méthode dite de thermodilution que nous commencerons notre étude détaillée des procédés de mesure du débit cardiaque.

Cette méthode a été décrite dès 1953.

1) Principe de la mesure

Le procédé repose sur la dilution d'un embol bref de traceur (principe de **Stewart-Hamilton**). Le traceur est ici une certaine quantité de chaleur, positive ou négative, injectée en un point de la circulation en aval duquel on détecte, grâce à un dispositif thermosensible, une variation de la température du sang, fonction du temps, consécutive à l'injection.

Cette courbe de variation de température a l'aspect général des courbes de dilution (voir **figure 2** et **figure 4**) : ascension rapide, pic, et décroissance exponentielle.

La courbe de thermodilution ne présente pas, contrairement aux courbes de dilution de colorant de **pic de recirculation de l'indicateur**. En effet, la minuscule quantité de chaleur injectée se dissipe très vite dans le corps humain (essentiellement au niveau des capillaires) sans y provoquer, vu sa faible valeur, aucune variation de température.

On peut donc appliquer directement sur cette courbe la formule de **Stewart-Hamilton** déjà citée :

$$\text{Débit} = \frac{\text{Quantité de chaleur injectée}}{\text{Intégrale de la courbe de thermodilution}}$$

La quantité de chaleur injectée est fonction du volume de l'injectat, de sa masse spécifique, de sa chaleur spécifique et de la différence de température entre l'injectat et le sang. Ce qui s'écrit :

$$|Q| = V_i \times m_i \times C_i \, (T_s - T_i) \qquad (1)$$

quantité chaleur — volume injectat — masse spécifique injectat — chaleur spécifique injectat — température sang — température injectat

On utilise en général des quantités de chaleur négatives (injectat plus froid que le sang).

Les quantités de chaleur injectées sont totalement cédées au sang. On peut donc écrire :

$$|Q| = D \times m_s \times C_s \int_0^{\infty} T_s(t)\, dt \qquad (2)$$

quantité de chaleur — débit dans le vaisseau considéré — masse spécifique du sang — chaleur spécifique du sang — intégrale de la courbe de dilution

ce qui donne en combinant (1) et (2) :

$$D = V_i \times \frac{m_i}{m_s} \times \frac{C_i \, T_s - T_i}{C_s \int_0^{\infty} T_s(t)\, dt}$$

Tous les éléments de cette équation sont connus ou mesurables. L'intégrale de la variation de température du sang est obtenue par planimétrie de la courbe de thermodilution (voir **figure 4**).

2) Difficultés techniques et solutions

La labilité de l'indicateur thermique occasionne des difficultés de deux ordres :

* diffusion de l'indicateur thermique en dehors du milieu vasculaire ;

* difficultés de détermination exacte de la quantité de chaleur injectée.

– **Diffusion de l'indicateur :**

L'embol thermique injecté transmet au passage une partie de son énergie calorique aux parois vasculaires. Toutefois, on peut constater que :

– l'écoulement laminaire (profil parabolique) (voir **figure 8**) qui existe dans les vaisseaux minimise ce type d'échange thermique ;

– dans la mesure où il y a échange thermique entre l'embol thermique injecté et les parois vasculaires, le sang qui suit l'embol « récupère » la quantité de chaleur échangée puisque les échanges thermiques se font toujours dans le sens de l'annulation des gradients de température. Il en résulte donc une déformation de la courbe de thermodilution, dont la partie terminale s'allonge, mais non une véritable perte d'indicateur thermique puisque l'intégrale de la courbe n'est pas modifiée. Ce phénomène entre donc peu en ligne de compte. De toute façon, de nombreux auteurs estiment que la fraction de l'indicateur thermique ainsi « freinée » par l'échange thermique avec les parois vasculaires est négligeable et en tout cas inférieure à 5 % de la quantité de chaleur totale injectée, tout au moins au niveau des gros vaisseaux.

– **difficultés de détermination exacte de la quantité de chaleur injectée** : transfert thermique à travers les parois du catheter d'injection.

L'injection du marqueur thermique se fait à l'aide d'une sonde (catheter) ayant un trajet partiellement extra-corporel, partiellement intra-corporel.

Avant l'injection de l'embol, il existe dans la partie intracorporelle du catheter un volume de liquide a priori en équilibre thermique avec le milieu

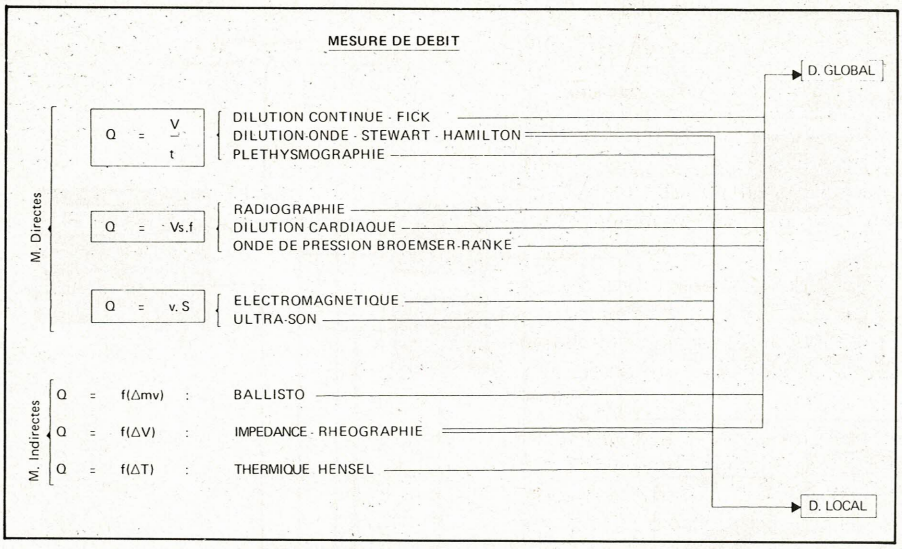


Fig. 3. – Récapitulatif des diverses méthodes de mesures de débit cardiaque (d'après L. Vadot).

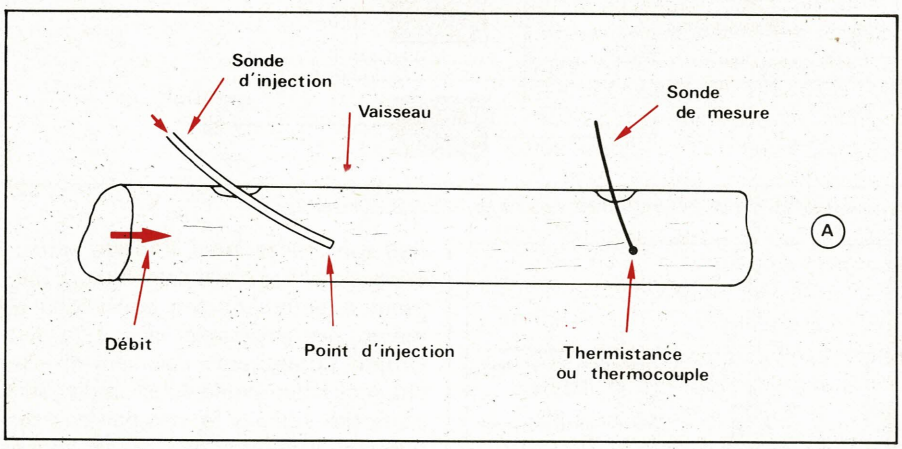


Fig. 4. – A. Principe de la thermodilution. – B. Courbe de thermodilution.

ambiant, c'est-à-dire le sang. Ce volume n'est donc pas gênant : il ne participe pas (même température) à la dilution thermique.

Si l'indicateur injecté est à la température ambiante de la pièce, lors de l'injection, pendant le trajet extracorporel de la sonde, il ne subit aucune variation de température.

Il n'en est pas de même dans la zone intracorporelle où le catheter, plus chaud (température du sang) cède de la chaleur à l'indicateur. Il est difficile de connaître avec précision les propriétés thermiques des catheters. Il est donc souhaitable de connaître exactement la température de l'embol thermique à son entrée dans le sang, c'est-à-dire à sa sortie de la sonde d'injection.

Il suffit donc d'ajouter au point d'injection, sur le catheter, un détecteur thermique à faible constante de temps (thermocouple ou thermistance) qui enregistre pendant l'injection une courbe de variation de température en fonction du temps **(fig. 4)** de laquelle on peut déterminer la quantité de chaleur réelle injectée.

Pratiquement, la sonde de thermodilution comporte donc deux éléments thermo-sensibles : un élément à la sortie de l'orifice d'injection, un élément à l'extrémité de la sonde destiné à relever la courbe de dilution (courbe de température du sang en fonction du temps en aval du point d'injection). Ces sondes sont donc, on l'imagine, de petites merveilles de miniaturisation.

L'abandon du détecteur de température au point d'injection permet de simplifier la sonde mais diminue considérablement la précision de la méthode, les erreurs pouvant atteindre, dans certains cas jusqu'à 10 %.

Certains auteurs suppriment cependant cet élément thermosensible en introduisant des coefficients de correction tenant compte du réchauffage de l'injectat lors de son parcours dans la partie de sonde intravasculaire.

(N.B. : Si l'on emploie un embol plus froid que le sang, le « réchauffage » dans la partie intravasculaire de la sonde cause une surestimation des débits).

Enfin, le volume de liquide restant dans le catheter à la fin de l'injection peut perturber la dilution : il cède une certaine quantité de chaleur (négative dans le cas d'injectat plus froid que le sang) au courant sanguin, qui crée sur les courbes de thermodilution un « traînage » de la fin de la décroissance. Il est donc souhaitable une fois l'injection réalisée et la dilution pratiquement terminée de « réaspirer » une certaine quantité de liquide.

Cette pratique améliore sensiblement la précision des mesures mais favorise le risque de coagulation du sang à l'intérieur du catheter.

3) Modalités pratiques

– Les sondes :

Les sondes de thermodilution emploient, selon les constructeurs, des thermocouples ou des thermistances ; il est impératif que les éléments thermosensibles employés possèdent une faible constante de temps. Dans le cas des thermistances, il faut prendre garde que le courant de mesure soit suffisamment faible pour que les quantités de chaleur qui s'y développent par effet Joule ne perturbent pas les mesures :

– Le liquide injecté :

On emploie le plus fréquemment des solutés isotoniques de sodium ou de glucose refroidis (en général à la température ambiante afin d'éviter les modifications thermiques liées aux manipulations pour l'injection (seringue, etc.) et le réchauffement de l'injectat dans le segment extra-corporel de la sonde).

Les quantités injectées sont de l'ordre de 5 ml. L'injection est le plus souvent manuelle, à l'aide d'une seringue classique. Il existe des appareils où le cycle injection, réaspiration est automatique.

– Les mesures se réalisant de diverses manières selon que l'on désire connaître le débit gauche, le débit droit ou le débit global.

- Mesure du débit global : on injecte l'embol froid dans l'artère pulmonaire. La détection de la courbe de thermodilution se fait dans l'aorte.
- Mesure du débit gauche : l'injection se fait dans le ventricule gauche, le recueil dans l'aorte.
- Mesure du débit droit : injection dans la veine cave supérieure, ou dans l'oreillette droite, et détection dans l'artère pulmonaire. C'est le procédé le plus employé. On peut utiliser 2 son-

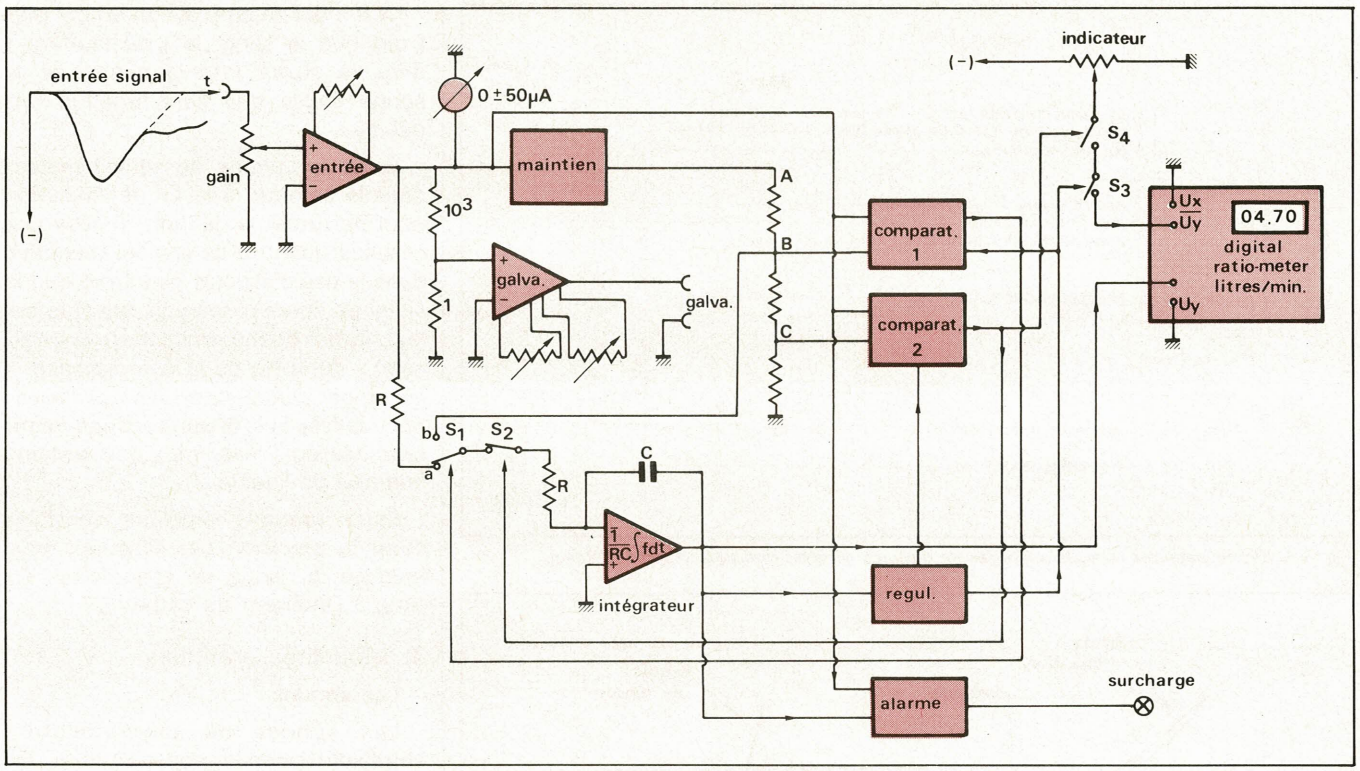


Fig. 6. – Principe et schéma synoptique d'un calculateur capable de résoudre l'équation de Stewart Hamilton. (Document Racia).

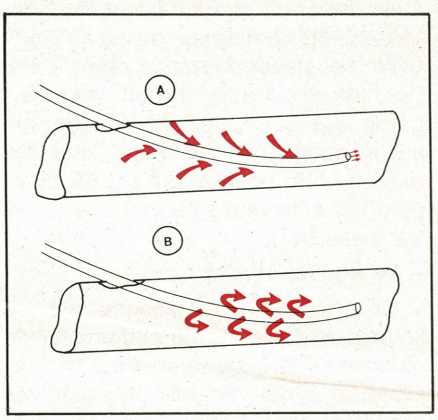
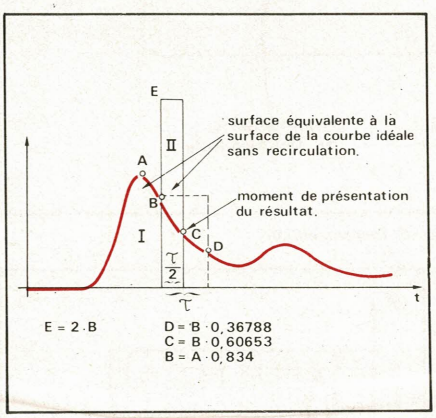


Fig. 5. – Problème de la diffusion de l'indicateur thermique (cas où la température de l'injectat est inférieure à la température du sang). A – Echanges thermiques pendant l'injection. B – Echanges thermiques après l'injection.



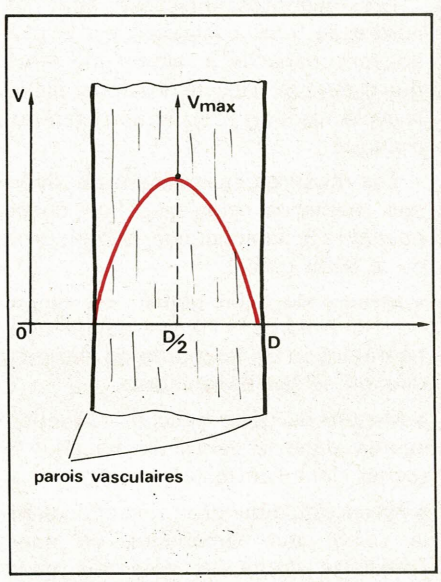


Fig. 8. – Profil de vitesse parabolique caractéristique de l'écoulement laminaire (V_{max} = 2 V_{moyen}).

des (l'une en bout de catheter flotté porte le détecteur dans l'artère pulmonaire, la seconde, introduite dans la sous-clavière servant à injecter l'indicateur) ou une seule sonde double portant à la fois la lumière d'injection, la thermistance de température d'injectat et le détecteur thermique de la dilution.

4) Validité de la méthode

Il existe une excellente corrélation entre les mesures de débits obtenues par thermodilution et par les autres procédés cités au début de notre article et utilisés en clinique humaine. Les coefficients de corrélation varient selon les auteurs de 0,95 à 0,98. La reproductibilité de la méthode est excellente pour peu que l'injection soit automatique ou que l'opérateur soit suffisamment habile à reproduire des injections identiques.

Le calcul des résultats est assez astreignant : planimétrie ou intégration par pesée de la courbe de thermodilution sont nécessaires. Il existe actuellement des appareils calculateurs réalisant directement ces opérations et même des dispositifs dits « Cardiac Output Computers » calculant et affichant directement le débit cardiaque à partir des signaux fournis par les deux détecteurs thermiques de la sonde. (Certains de ces appareils sont même mixtes et permettent la dilution de colorants et la thermodilution) (voir **figure 6** le schéma synoptique d'un calculateur).

5) Avantages et inconvénients de la méthode

Les avantages principaux de la thermodilution sont liés à la diffusion et à la labilité de l'indicateur dont la période biologique extrêmement courte évite l'accumulation donc la recirculation (ce qui facilite considérablement l'emploi des dispositifs de calcul automatique).

La répétitivité des mesures liée à cette absence d'accumulation et à l'innocuité totale de l'indicateur permet de réitérer à volonté les mesures sans aucun inconvénient pour le patient, ce qui permet en particulier d'accroître la précision de mesure (la précision s'accroît comme la racine carrée du nombre de mesures pratiques, si toutefois le débit mesuré est stationnaire).

Enfin, constatons la simplicité de cette méthode qui, si l'on admet de ne pas employer de calculateur, ne demande qu'un matériel simple et peu coûteux.

D. Heyden

Nous consacrerons l'un de nos prochains articles à la mesure de débit cardiaque par dilution de colorants et de radio-isotopes.

La mise au point précise des moteurs de voitures est reconnue comme un facteur prépondérant d'économie d'énergie, de réduction des émissions polluantes, et de longévité du matériel. De nombreux concessionnaires des grands constructeurs ainsi que certains garagistes indépendants proposent à leur clientèle un « check up » complet des véhicules, suivi d'un réglage des organes reconnus hors tolérance. L'ensemble de ces opérations porte le nom de **« diagnostic électronique.**

Le diagnostic électronique des moteurs

En effet, que les contrôles soient conduits par un mécanicien notant les résultats sur une fiche, ou qu'un microprocesseur (ou autre calculateur) gère intégralement les essais et l'édition sur imprimante des conclusions qui en résultent, la plupart des mesures sont opérées par voie électronique.

C'est principalement cet aspect de la question que nous allons développer dans ces pages.

Nécessité de la mise au point régulière des moteurs

Le rendement optimum d'un moteur à explosions dépend de la coordination précise de processus mécaniques et électromécaniques que l'on peut classer en trois catégories :

- carburation
- compression
- allumage

L'examen des données techniques des constructeurs montre que les tolérances relatives aux divers réglages sont extrêmement serrées. Ceci est d'autant plus vrai sur les moteurs les plus récents. L'expérience montre que la « durée de vie » d'un réglage complet est relativement courte et que, par exemple, un véhicule neuf, supposé parfaitement réglé en usine, voit assez rapidement sa commation augmenter, parallèlement à son taux de pollution. Ceci est dû aux contraintes extrêmement sévères auxquelles sont soumis les composants d'un moteur.

Ainsi, dans un six cylindres à allumage conventionnel tournant seulement à 3000 tr/mn, les contacts du rupteur viendront commuter un courant de plusieurs ampères sur charge selfique 540 000 fois par heure. Dans ces conditions, on constate déjà une dégradation du réglage au bout de 2000 km... Ceci est d'ailleurs un facteur essentiel en faveur de l'allumage électronique et, d'une façon générale, en faveur de l'assistance électronique des fonctions principales d'un moteur. Côté compression, la force développée par l'explosion des gaz atteint à chaque cycle la valeur de trois tonnes pour un moteur d'alésage 90 mm et de compression 10,5 kg.

Côté carburation, enfin, il faut savoir que le carburateur d'un véhicule consommant 15 litres aux 100 km sera traversé, tous les 1000 km, par un kilomètre-cube d'air et que la vitesse de l'essence traversant le gicleur est voisine de 160 km/h !

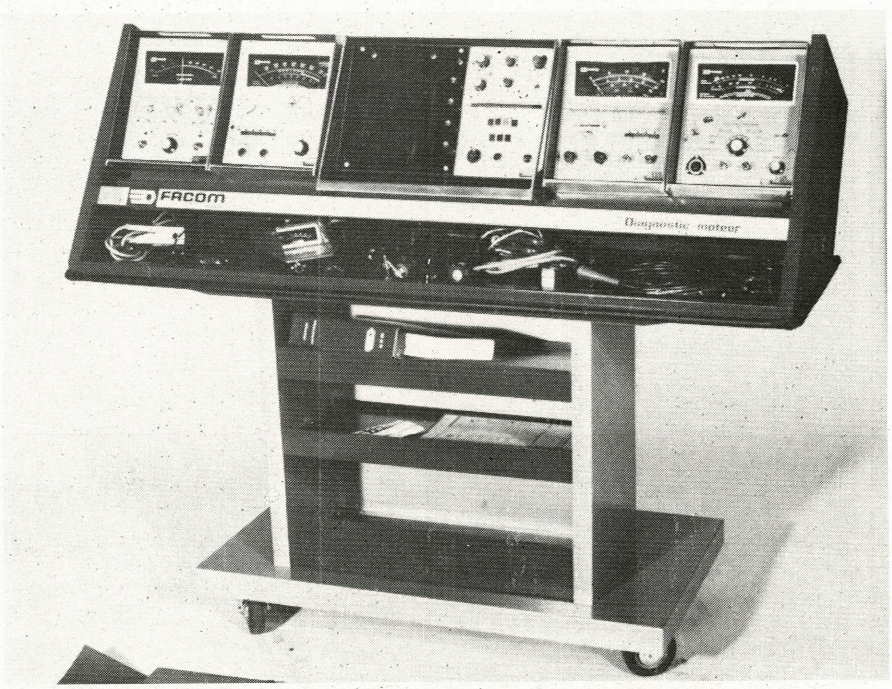
Dans l'état actuel de la technique des moteurs, le maintien des performances à leur niveau optimum impose donc des opérations régulières de contrôle et de réglage. Le but des équipements de diagnostic électronique est précisément de permettre l'accomplissement de ces opérations dans les meilleures conditions de précision et de rapidité.

Les contrôles effectués lors d'un diagnostic

Sans entrer dans le détail de fonctionnement d'un moteur, nous allons dresser une liste aussi complète que possible des contrôles couramment réalisés en mentionnant pour chacun d'eux l'appareillage nécessaire. Nous détaillerons ensuite les caractéristiques de tous ces appareils, et nous terminerons par un exemple de procédure d'essai.

L'ensemble de ces contrôles et réglages fait appel, en fin de compte, à un nombre relativement réduit d'appareils, et ne nécessite que quelques branchements simples sur le moteur. Certains constructeurs équipent d'ailleurs en série leurs véhicules d'une « prise diagnostic », généralement à huit broches, permettant le raccordement immédiat d'une « station diagnostic ». La composition de cet équipement peut être extrêmement variable :

- Simple contrôleur universel « spécial voiture » amateur ou professionnel (Microban – Pockettune, SEV – Marchal par exemple) utilement complété par un oscilloscope de garage.
- Ensemble d'instruments indépendants réunis en une console mobile (Facon, Souriau, Técalemit, etc.).
- Banc intégré regroupant tous les appareils sur un panneau unique (Sun, etc.)
- Ensemble piloté par calculateur enchaînant les mesures dans un ordre prédéfini et en comparant les résultats avec les valeurs de référence présentes en mémoire.



Un ensemble de diagnostic complet avec oscilloscope permettant la mise au point intégrale d'un moteur. (Cliché Facom).

Les appareils de base

L'oscilloscope de garage

Bien que basé sur les mêmes principes, un oscilloscope de garage présente des différences fondamentales avec les oscilloscopes à usage électronique : leurs circuits de mesure et de base de temps sont bien sûr adaptés aux grandeurs bien particulières devant être mesurées, mais surtout, ils sont munis de dispositifs de synchro très particuliers permettant de visualiser de différentes façons les images se rapportant aux différents cylindres examinés.

Interprétation des oscillogrammes

Il est possible d'effectuer un diagnostic presque complet en se référant uniquement aux oscillogrammes. C'est dire l'importance de cet appareil, et de la bonne interprétation de ses indications. Le contrôle le plus riche en informations est celui de la tension secondaire de la bobine. La **figure 1** représente l'oscillogramme-type d'un cylindre, sur un moteur convenablement mis au point. Il permet de suivre chaque phase de l'allumage de ce cylindre.

La ligne verticale en début d'oscillogramme est dite « ligne d'étincelage ». Sa hauteur correspond à la tension nécessaire lors de l'ouverture des contacts du rupteur, pour déclencher l'amorçage. Cette tension est directement liée à l'état de la bougie et du distributeur. En particulier, une bougie usée (électrodes trop écartées) entraîne une tension d'amorçage plus élevée que la normale.

Le segment horizontal CD représente l'étincelle proprement dite, tant au point de vue durée qu'en ce qui concerne la tension « de maintien ». L'examen de cette partie de l'oscillogramme renseigne efficacement sur l'état des bougies et du faisceau de câbles HT.

La section DE dite « d'amortissement » représente la dissipation sous forme d'oscillations de l'énergie subsistant dans la bobine après extinction de l'étincelle. L'aspect de ces oscillations dépend des caractéristiques du circuit LC comprenant le primaire de la bobine et le condensateur. Des oscillations insuffisantes indiquent un amor-

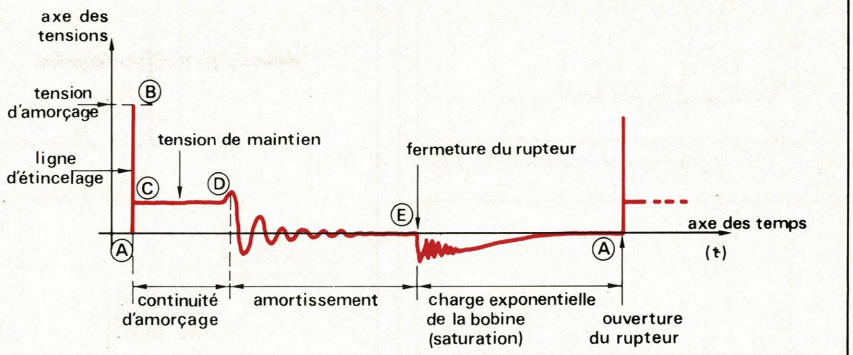


Fig. 1. – Oscillogramme type du secondaire de la bobine.

Ensemble des circuits	
bon état des conducteurs	VOLTMÈTRE
qualité des masses	VOLTMÈTRE
Batterie	
tension au repos chute au démarrage tension après démarrage	VOLTMÈTRE
Démarreur	
vitesse au démarrage	TACHYMÈTRE
Dynamo	
contacts charbons/collecteur	OSCILLOSCOPE
tension et vitesse de charge	OSCILLOSCOPE ou VOLTMETRE TACHYMETRE
résistance des enroulements	OHMMÈTRE
Régulateur	
tension de coupure tension de fermeture	VOLTMÈTRE
courant de retour	AMPÈREMÈTRE
Alternateur	
tension et vitesse de charge	OSCILLOSCOPE ou VOLTMETRE TACHYMETRE
état des diodes	OSCILLOSCOPE, DIODEMETRE, OHMMETRE, VOLTMETRE
résistance des enroulements	OHMMÈTRE
Relais	
relais de phares, avertisseurs, bobines à ballast, etc.	OHMMÈTRE
Rupteur	BANC D'ALLUMEURS
état des contacts (à l'arrêt)	OHMMETRE, RESISTANCE CONTACTS
état des contacts (en marche)	RESISTANCE CONTACTS
% dwell à diverses vitesses (ou angle de came)	DWELLMÈTRE
symétrie de came	OSCILLOSCOPE
Bobine	
oscillogramme primaire oscillogramme secondaire	OSCILLOSCOPE
résistance des encombrements et du ballast	OHMMÈTRE
Condensateur	
en fonctionnement	OSCILLOSCOPE
démonté	CAPACIMÈTRE
Distributeur	
résistance du doigt	OHMMÈTRE
fonctionnement	OSCILLOSCOPE
Faisceau antiparasites	
état général	OSCILLOSCOPE, VOLTMETRE HT
continuité	OHMMÈTRE
Bougies	
isolement, propreté, réglage	OSCILLOSCOPE VOLTMETRE HT
Injection électronique	
vérification microswitches	OHMMÈTRE
Avance à l'allumage	BANC D'ALLUMEURS
initiale à dépression	STROBOSCOPE A DEPHASAGE
centrifuge	TACHYMÈTRE
État des cylindres	
soupapes segmentation admission	DEPRESSIOMÈTRE COMPRESSIOMÈTRE
Alimentation	
canalisations pompe à essence	DÉPRESSIOMÈTRE PRESSIOMÈTRE
Carburation	
(analyse CO/CO_2) stater ralenti richesse pompe de reprise accélérateur	ANALYSEUR TACHYMÈTRE
équilibrage carburateurs	OSCILLOSCOPE
double corps	TACHYMÈTRE

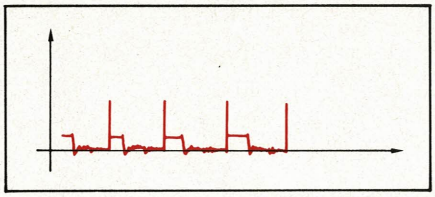


Fig. 2. – Oscillogramme « enchaîné » d'un 4 cylindres.

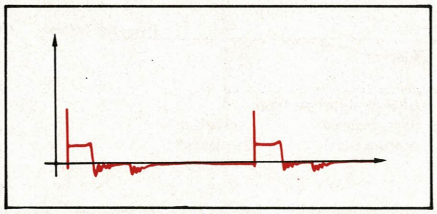


Fig. 3. – Oscillogramme isolé d'un cylindre.

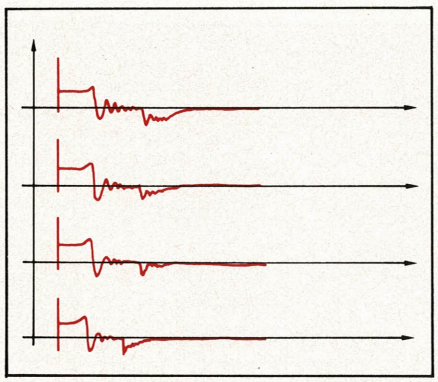


Fig. 4. – Oscillogrammes séparés de tous les cylindres (moteur 4 cylindres).

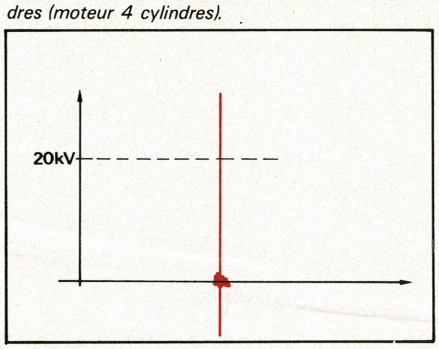


Fig. 5. – Tension max de bobine.

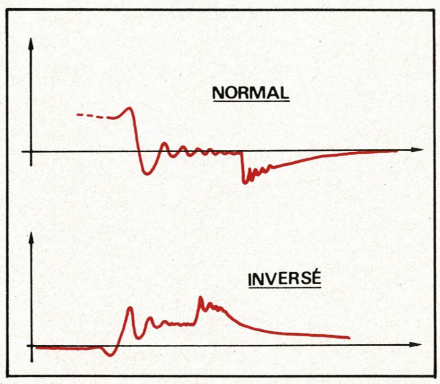


Fig. 6. – Inversion de polarité.

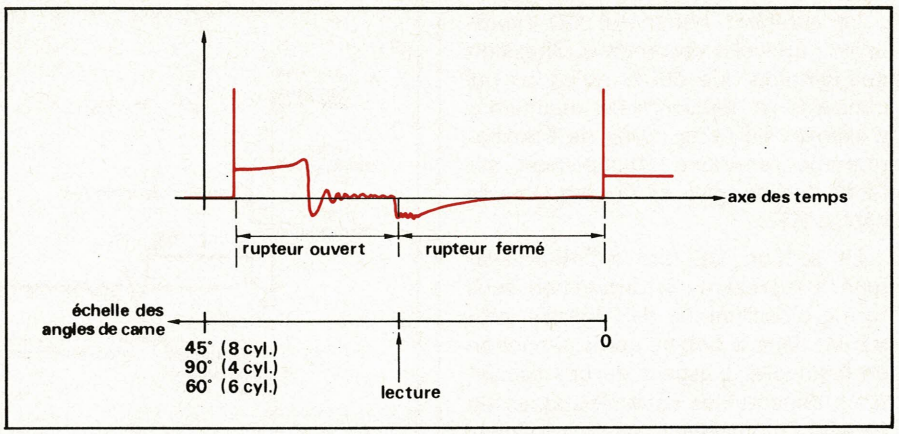


Fig. 7. – Contrôle de l'angle de came pour un cylindre.

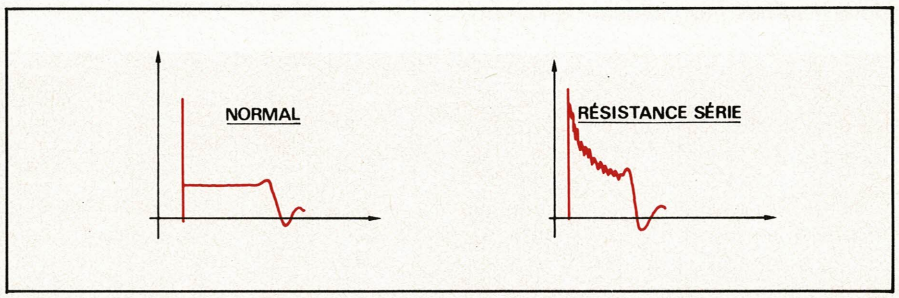


Fig. 8. – Influence d'une résistance série au secondaire bobine.

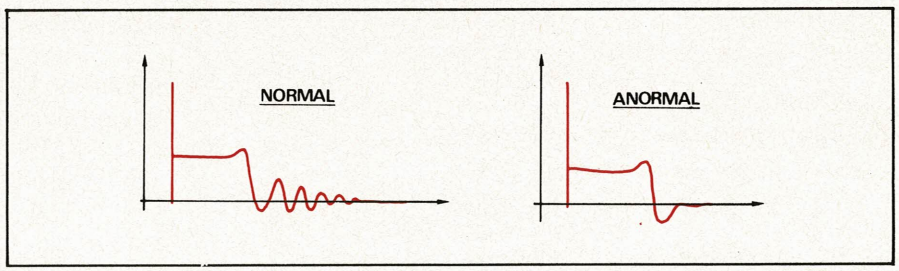


Fig. 9. – Influence des pertes dans le circuit oscillant.

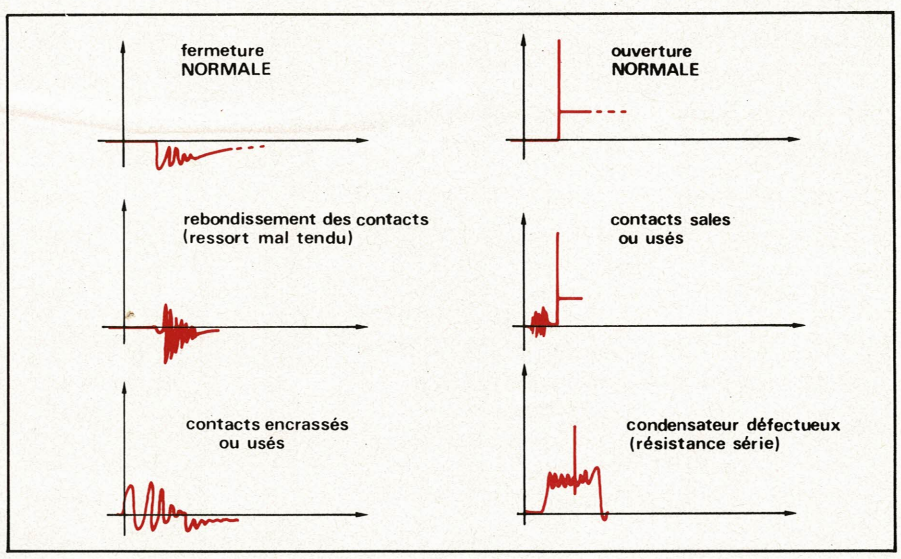


Fig. 10. – Défauts habituels des contacts du rupteur.

tissement excessif du circuit, soit à cause d'un condensateur fuiteux, soit par suite d'une ou plusieurs spires en court-circuit dans la bobine (primaire ou secondaire). La section EA correspond à la charge en énergie magnétique du noyau de la bobine, d'où l'allure exponentielle de la tension secondaire. La première partie de cette section renseigne sur l'état et le réglage des contacts (mise en évidence d'éventuels rebondissements dus à un ressort mal tendu).

Les différents modes de visualisation

Un oscilloscope classique, connecté à la sortie HT de la bobine à travers une sonde appropriée et synchronisée par le signal de rupteur montrerait une courbe voisine de celle de la **figure 2.** Un réglage correct du vernier de base de temps permettrait en effet de fixer le nombre de cycles visualisés à la valeur correspondant au nombre de cylindres du moteur, ou encore de superposer tous les oscillogrammes les uns sur les autres.

Ce type de visualisation fait partie

des possibilités des oscilloscopes de garage, à ceci près que la synchro est réalisée de façon à ce que les cylindres d'un numéro donné apparaissent toujours au même endroit de l'image lors d'un étalement. Ce genre d'oscillogrammes, dit « en chaîne » permet une vue d'ensemble du fonctionnement général de l'allumage surtout en ce qui concerne la comparaison rapide des divers cylindres. Par exemple, une bougie défectueuse ou une coupure dans le faisceau HT apparaît immédiatement au niveau de la ligne d'étincelage correspondante.

Il est alors possible de détailler plus à fond l'image de ce seul cylindre grâce à une position « oscillogramme isolé » : seule l'image de ce cylindre apparaît sur l'écran, mais fortement dilatée (**fig. 2**). Enfin, la position « oscillogrammes séparés » permet de répartir les unes au-dessus des autres les courbes de tous les cylindres, permettant une définition comparable à celle du mode « isolé » sans pour autant renoncer aux possibilités de comparaison rapide entre cylindres (**fig. 3**).

Ces trois fonctions de base se retrouvent sur pratiquement tous les oscilloscopes de garage, éventuellement complétées par quelques fonctions annexes, propres à chaque fabricant.

Une position « scope » est également presque toujours prévue, permettant des mesures en basse tension, sans artifice de synchro, au même titre qu'un oscilloscope normal. Cette position sert à examiner les chutes de tension aux bornes des charbons de la génératrice, en vue de tester la qualité du contact, ou à déceler les résistances séries indésirables dans le câblage, notamment dans les conducteurs alimentant la bobine.

Également, en branchant l'appareil aux bornes de la batterie et en observant l'ondulation de la tension de charge, on peut immédiatement déceler une défectuosité éventuelle de l'une des diodes de l'alternateur (absence ou insuffisance de certaines arches de sinusoïde).

Quelques pannes typiques

Nous allons donner ici quelques oscillogrammes correspondant à des pannes courantes, dont l'influence sur l'oscillogramme est particulièrement nette.

- Mesure de la tension max de bobine

La sonde THT de l'oscilloscope est branchée sur la cheminée de bobine, **à la place** du câble de distributeur. Le moteur est entraîné par le démarreur. L'oscillogramme (**fig. 5**) consiste en une simple ligne verticale, qui doit largement dépasser 20 kV sur l'échelle graduée. Sinon, affiner les contrôles de l'ensemble du circuit d'allumage, batterie comprise.

- Polarité de la bobine

La sonde THT est branchée sur la cheminée de bobine, **en même temps** que le câble de distributeur. Le moteur démarré, si on observe un oscillogramme retourné sens dessus dessous par rapport à la **figure 1,** il convient de vérifier le branchement de la bobine, de la batterie, ainsi que le type de bobine (voir **fig. 6**). Un tel branchement inversé détériore de 20 à 40 % les performances d'un système d'allumage.

- État mécanique de l'allumeur

La possibilité d'observer simultanément mais séparément les images de chaque cylindre permet une mesure plus sélective de l'angle de came par rapport à la simple détermination d'un % dwell global. Une échelle graduée permet une lecture aisée de l'angle de came, toute variation d'un cylindre à l'autre ou toute lecture hors tolérances traduisant une usure mécanique des pièces du distributeur (came notamment) (voir **fig. 7**).

- Résistance série du circuit secondaire

Une résistance série excessive dans le circuit secondaire de la bobine se traduit par des pertes élevées, d'où un amortissement rapide visible sur l'oscillogramme et nuisant à la qualité de l'étincelle **(fig. 8)**. La comparaison entre les différents cylindres prend ici toute sa valeur, permettant une localisation précise de la panne :

- même défaut sur tous les cylindres : la panne se situe entre la bobine et le doigt distributeur
- défaut sur un seul cylindre : mettre à la masse provisoirement la tête de bougie suspecte. Si le tracé redevient normal, la bougie est défectueuse, sinon, le défaut réside entre la cheminée correspondante du distributeur et le contact de bougie.

- Contrôle de la bobine et du condensateur

La **figure 9** montre l'influence très nette sur l'oscillogramme d'un amortissement excessif pouvant être dû à une fuite du condensateur ou à un court-circuit entre spires de la bobine. L'observation d'une telle trace entraîne le remplacement immédiat du condensateur et le contrôle de la bobine.

- Contrôle des contacts du rupteur

L'examen des oscillations accompagnant la fermeture aussi bien que l'ouverture des contacts du rupteur renseigne de façon très complète sur leur état de santé. La **figure 10** donne

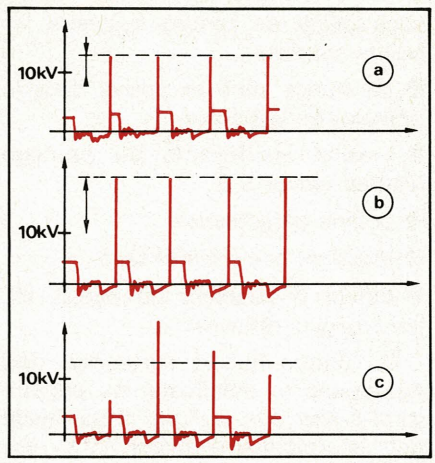


Fig. 11. – Examen des tensions d'étincelage.
a) Normal
b) Tension d'étincelage excessive sur tous les cylindres : bougies usées ou électrodes trop écartées, fil de bobine coupé, tête de distributeur défectueuse, manque d'avance, mélange trop pauvre.
c) Tensions d'étincelage irrégulières d'un cylindre à l'autre : certaines bougies usées, fils de bougies coupés, tête de distributeur usée, carburateurs désynchronisés.

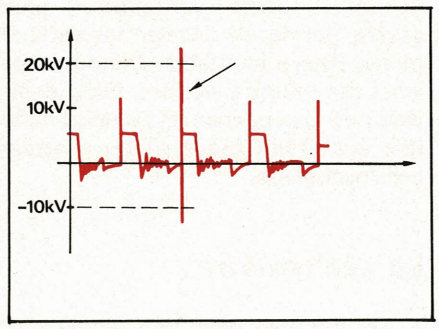


Fig. 12. – Test de la tension à vide (à vitesse stabilisée et en accélération).

quelques exemples d'anomalies habituelles.

- Analyse de la tension d'étincelage

La tension d'étincelage (hauteur de la ligne verticale) donne de nombreux renseignements puisqu'elle représente la tension nécessaire pour amorcer la bougie, une fois franchie la disrupture du doigt de distribution. Cette tension peut s'écarter des valeurs nominales pour les raisons suivantes :

- usure, encrassement ou mauvais réglage des bougies
- défaut dans le circuit HT, de la bobine aux bougies en passant par le distributeur
- environnement de l'étincelle (température, pression, composition du mélange dans le cylindre).

La **figure 11** regroupe les cas les plus fréquents.

Un autre test consiste à débrancher momentanément chaque bougie tour à tour. La visualisation de la tension prise au secondaire de la bobine montrera une forte surtension (**fig. 12**) sur le cylindre considéré (tension à vide). Cette surtension doit dépasser 20 kV

sous peine de rendre suspects les points suivants :

- résistance série excessive dans le primaire de la bobine
- tension insuffisante au primaire (vérifier circuit BT)
- bobine défectueuse
- angle de came insuffisant
- défaut d'isolement du circuit HT (amorçages, effluves).

On notera que la surtension doit également se manifester au négatif, c'est-à-dire que la ligne d'étincelage doit se prolonger d'environ 10 kV en-dessous de l'axe des temps.

Tous ces tests, généralement effectués entre 1000 et 2500 tr/mn pouvant être complétés par des essais en surcharge (très brusque accélération). On doit observer une augmentation uniforme des tensions, sans emballement ni effondrement sur certains cylindres. Cette vérification, plus sévère, permet de déceler des défauts moins francs (contacts douteux, isolants des bougies sales ou fêlés) équivalents à des pannes en sursis, d'où le rôle également préventif du contrôle oscilloscopique.

Le tachymètre

Cet appareil peut faire partie d'un contrôleur de poche ou fixe, ou bien être incorporé à un banc plus complet. On en distingue généralement deux modèles :

- **tachymètre BT** : exploite la tension présente aux bornes du rupteur, par branchement électrique. L'appareil n'exige pas d'alimentation supplémentaire dans bien des cas, mais est incompatible avec la plupart des systèmes d'allumage électronique et ne convient pas aux moteurs deux temps, notamment à volant magnétique.
- **tachymètre HT** : muni d'une alimentation séparée, l'appareil tire son information de la tension de bougie, aucun contact sur un fil de bougie. L'appareil est universel pour tous types de moteurs comportant des bougies. Le tachymètre sert bien sûr aux réglages de ralenti, tout en permettant de paramétrer en fonction de la vitesse certaines mesures d'autres grandeurs (taux de pollution par exemple). Un autre usage très important est le contrôle de rendement cylindre par cylindre : ce test consiste à relever la chute de régime introduite en neutralisant tour à tour chaque cylindre, grâce à la mise à la masse de sa bougie au moyen d'une pointe de touche appropriée. La perte de régime doit être la même sur tous les cylindres. Toute chute de régime insuffisante sur un cylindre indique un défaut de puissance : on contrôlera donc l'allumage et la carburation à ce niveau, puis en l'absence de résultat, les étanchéités (compressions, admission, etc.). La mesure de régime peut avantageusement être associée à une mesure de dépression dans le collecteur d'admission.

Le tachymètre permet également de stabiliser certains régimes particuliers auxquels doivent se produire certaines actions (commutation du régulateur, vérification de l'avance centrifuge, etc.).

Un banc d'allumeurs permettant une vérification et un réglage de tout allumeur déposé. L'affichage des résultats se fait en numérique 7 segments (cliché Facom).

Le dwellmètre ou contrôleur d'angle de came

Cet appareil, souvent combiné avec le tachymètre, permet le réglage de l'écartement des contacts du rupteur avec une précision très supérieure à celle obtenue par la méthode du jeu de cales ou de la jauge d'épaisseur. La mesure consiste à déterminer le rapport cyclique fermeture/ouverture du rupteur et à l'exprimer soit en % dwell,

$$\frac{\text{temps de fermeture}}{\text{temps de fermeture + temps d'ouverture}}$$

soit en degrés, en rapportant le résultat à l'angle de vilebrequin correspondant à l'exécution d'un allumage, compte tenu du nombre de cylindres du moteur. Ainsi 100 % dwell correspond à :

- 180° pour un moteur à 2 cylindres
- 90° pour un moteur à 4 cylindres
- 60° pour un moteur à 6 cylindres
- 45° pour un moteur à 8 cylindres

et bien sûr 360° pour un mono-cylindre.

Ce contrôle, qui s'effectue sans aucun démontage, peut être complété par le test oscilloscopique cylindre par cylindre (symétrie de came) ou par une vérification complète, après dépose, sur un banc d'allumeurs.

Les appareils de mesure de grandeurs électriques

Tous les appareils précédemment cités servent à mesurer des paramètres mécaniques, par le biais d'instru-

ments et de circuits électroniques. Un véhicule à moteur, toutefois, comporte des circuits et composants électriques ou électroniques qu'il importe de pouvoir vérifier en tant que tels.

Les appareils utilisés pour ces contrôles ne diffèrent de leurs homologues de laboratoire que par le choix des calibres et par une présentation adaptée à l'environnement assez agressif rencontré dans les garages. Les échelles correspondant à certaines mesures (vérification de composants tels que diodes et condensateurs) voient leur graduation remplacée par des zones colorées «BON-MAUVAIS » permettant une exploitation sans ambiguïté par des mécaniciens.

Les contrôles généralement permis par ces appareils sont les suivants :

- vérification des diodes d'alternateur,
- mesure de la capacité et des fuites des condensateurs,
- mesure des résistances, avec priorité aux faibles valeurs (équipements basse tension) et aux très fortes valeurs (recherche de défauts d'isolement ou fuites).
- mesure des courants (calibres atteignant quelques dizaines à quelques centaines d'ampères),
- mesure des tensions (rarement plus de 40 V, mais intérêt d'un calibre très sensible (1 à 5 V environ) pour la recherche des chutes de tension dans le câblage ou les masses, notamment dans le circuit de démarreur ou le primaire de la bobine).

Les stroboscopes

Le stroboscope (ou lampe stroboscopique) est un appareil essentiel pour le réglage précis de l'avance à l'allumage et des dispositifs agissant sur elle. Il est de toutes façons nécessaire de refaire ces réglages dès lors qu'une correction d'angle de came a été effectuée.

Le principe du stroboscope consiste à émettre un très bref éclair lumineux lors de l'allumage du cylindre N° 1 (en synchronisme donc avec la ligne d'étincelage de ce cylindre). Le train d'éclairs ainsi obtenu vient « immobiliser » un ou plusieurs repères prévus par le constructeur sur une pièce mobile du moteur. Dans le cas d'un seul repère, celui-ci correspond au point mort haute compression (PMHC) du cylindre N° 1. Il apparaît donc à sa place lorsque l'avance initiale est calée à 0°, ce qui convient à certains moteurs. Pour ceux nécessitant une avance non nulle, d'autres repères sont souvent ajoutés. Il est toutefois hautement souhaitable de disposer d'un stroboscope « à déphasage » permettant une mesure précise de n'importe quelle valeur d'avance sur un simple repère de PMHC.

Il existe en effet en gros trois sortes de stroboscopes :

● les stroboscopes « néon » :

Ces appareils très économiques sont constitués d'une ampoule néon (couleur orangée) qui se monte en série dans le fil de la première bougie. Aucune autre alimentation n'est exigée, mais l'éclair reste assez peu lumineux. Ces appareils « amateur » sont inutilisables pour tout réglage de précision en raison de la durée excessive de l'éclat, qui introduit un effet de flou extrêmement gênant. Ils permettent toutefois une vérification qualitative du fonctionnement de l'avance centrifuge et à dépression.

● les stroboscopes « xénon » :

Ces appareils utilisent l'éclair d'un tube xénon de flash électronique quelque peu sous alimenté afin de supporter la répétition des éclairs à un rythme rapide. La luminosité permet un travail en plein jour et la brièveté des éclairs (moins de 1 ms) assure une précision très suffisante pour des calages d'avance initiale. Ils existent dans les gammes professionnelles et amateur.

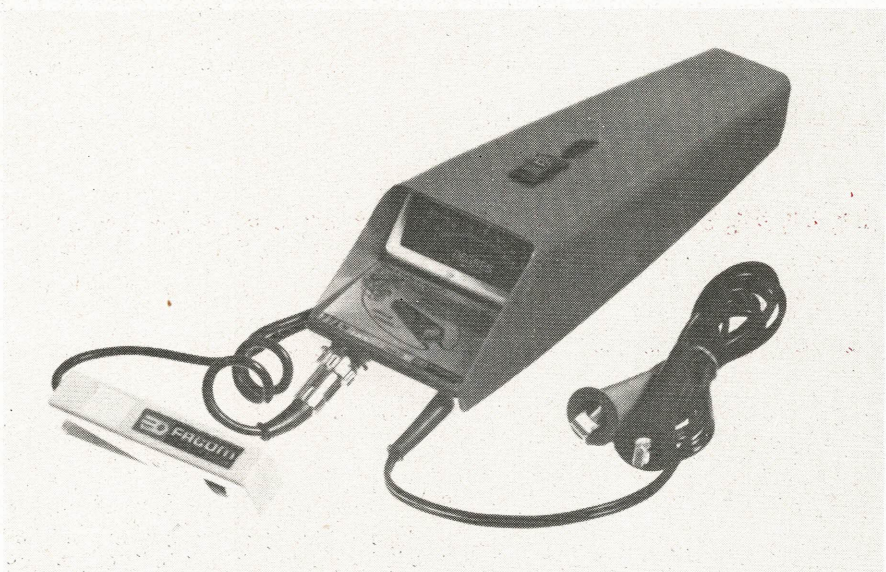
● les stroboscopes à déphasage :

Il s'agit de stroboscopes xénon associés à un circuit à déphasage variable permettant de décaler l'éclair par rapport à l'allumage de la bougie N° 1. Pour une avance donnée, on manœuvre un bouton de déphasage jusqu'à amener le repère PMHC à sa place (0° d'avance) et on lit l'avance réelle sur un cadran « déphasage ». Seuls ces appareils permettent de relever, avec l'appoint d'un tachymètre et d'un dépressiomètre, les courbes d'avance centrifuge et à dépression, à des fins de comparaison par exemple.

Tous les stroboscopes autres que ceux « au néon » nécessitent une alimentation extérieure, généralement sur batterie et une prise d'information sur fil de bougie, soit par contact, soit par induction.

Les analyseurs de gaz d'échappement

Ces appareils font agir, après filtrage et élimination de l'eau, les gaz d'échappement sur un capteur physique sensible au CO, au CO_2, aux hydrocarbures imbrûlés etc.



Un stroboscope à déphasage. L'avance se lit directement en degrés sur le cadran après réglage de la molette de déphasage (cliché Facom).

Seuls à l'heure actuelle sont homologués les analyseurs CO/CO_2, ce qui ne prouve d'ailleurs aucunement leur supériorité au point de vue technique ou intérêt des résultats. Ils répondent simplement à un cahier des charges administratif...

Quoi qu'il en soit, ce n'est qu'au moyen de ces appareils qu'une « carte blanche » peut être délivrée.

Ces appareils font largement appel à l'électronique dans le principe de la mesure par infrarouges. Une sortie spéciale permet souvent l'enregistrement écrit des mesures. Il est souhaitable de disposer également d'un tachymètre permettant d'effectuer les mesures à différents régimes fixés à l'avance, et pas seulement au ralenti, peu représentatif du réglage complet d'un moteur.

Les manomètres de pression et de dépression

Ces instruments ne faisant pas appel à l'électronique, nous ne nous étendrons pas sur leur fonctionnement. Nous mentionnerons seulement leur

intérêt pour contrôler l'état mécanique d'un moteur (compressions, aspiration à l'admission, pompe à essence, etc.).

Ces tests mécaniques complètent d'une façon indissociable les vérifications électroniques décrites dans ces pages.

Un exemple de procédure de diagnostic

A ce niveau de la lecture de ces pages, le lecteur doit être suffisamment documenté sur les possibilités des différents appareils susceptibles d'être employés dans un diagnostic pour pouvoir, s'il est professionnel de l'automobile, déterminer l'équipement répondant à ses besoins ou s'il est utilisateur de ce type de service, tirer le meilleur parti des résultats des essais.

Dans les deux cas, nous avons pensé qu'il serait intéressant de conclure cette analyse par un exemple (qui ne prétend nullement être unique) de procédure de diagnostic rapide, dans le cas d'un véhicule ne réclamant pas de vérifications exceptionnelles venant se greffer sur notre canevas. La **figure 13** résume, sous forme de tableau, la succession des diverses opérations, garantes de la longue durée de vie et des performances optimales d'un moteur.

Patrick Geulle
Ingénieur EFREI

Conditions	Essai	Equipement	Organes vérifiés
Vitesse démarreur (bougies débranchées)	tension au démarrage	voltmètre	batterie, circuit démarreur
	tension à vide bobine	oscillo	bobine et son circuit BT
	dépression	dépressiomètre	moteur
Ralenti	régime ralenti	tachymètre	circuit ralenti carburateur
	angle de came	dwellmètre	écartement contacts rupteur
	avance initiale	stroboscope	calage de l'allumeur
	carburation	analyseur	circuit ralenti carburateur
	dépression	dépressiomètre	moteur
1000 tr/mn	variation angle de came	oscillo ou dwellmètre	distributeur
	polarité bobine	oscillo	bobine et son câblage
	symétrie came	oscillo	distributeur (came)
	état secondaire	oscillo	bougies, faisceau HT, tête delco
	bobine/condensateur	oscillo	bobine et condensateur
	état rupteur	oscillo	état et réglage des contacts
	tension étincelage	oscillo	carburation, bougies, tête delco
	carburation	analyseur	carburateur (étanchéité)
	rendement séparé des cylindres	tachymètre	moteur
Accélération brusque	bougies en surcharge	oscillo	bougies et isolements
	pompe de reprise	analyseur	pompe de reprise
2500 tr/mn	avance	stroboscope	distributeur (avance à dépression)
	tension à vide bobine	oscillo	bobine et son circuit primaire, condensateur
	isolement secondaire	oscillo	câblage HT (faisceau) tête delco
	tension de charge batterie	voltmètre	génératrice, régulateur
	carburation	analyseur	filtre à air, carburateur
	échappement	dépressiomètre	échappement

Fig. 13. – Procédure type de diagnostic rapide.

Etude

Dans le numéro 6 d'Electronique Applications (pages 123 à 131), sous le titre « Quelques expériences d'optique en hyperfréquences », nous avions étudié la réalisation d'interféromètres. Ces appareils permettent de mesurer des fréquences, ou longueurs d'ondes, mais aussi la détermination de la constante diélectrique complexe d'échantillons solides, liquides ou gazeux comme nous allons le voir dans cet article.

Méthode de mesure de la constante diélectrique complexe en hyperfréquences

La constante diélectrique complexe

La constante diélectrique complexe peut être définie de différentes façons :

– par les équations de Maxwell et l'étude de la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu quelconque ;

– par l'étude d'un condensateur avec et sans diélectrique.

Quelle que soit la définition adoptée, cette quantité s'écrit :

$\varepsilon^* = \varepsilon_o (\varepsilon' - j\,\varepsilon'')$

avec :

$\varepsilon' = \varepsilon_r$

et

$\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \text{tg}\,\delta$

$\varepsilon_o = \frac{10^{-9}}{36\,\pi}$ farad/mètre
(permittivité du vide)

ou sous la forme :

$\varepsilon^* = \varepsilon_o \,.\, \varepsilon_r (1 - j\,\text{tg}\,\delta)$

ε_r est appelé indifféremment suivant les auteurs :

– permittivité relative,

– constante diélectrique relative,

– pouvoir inducteur spécifique relatif.

C'est un nombre sans dimensions qui ne dépend que du diélectrique et des conditions qui déterminent son état physique.

tg δ définit l'angle de pertes, donc les pertes en régime variable en fonction du temps.

Etant donné la proximité du domaine optique nous pouvons lier ces deux termes : ε_r et tg δ aux relations analogues : indice de réfraction **n** et coefficient d'absorption **X**.

Soit :

$\varepsilon_r = n^2 (1 - X^2)$

$\text{tg}\,\delta = \frac{2\,X}{1 - X^2}$

En négligeant X^2 devant 1 (tg δ étant souvent petit (10^{-2} à 10^{-4}) aux fréquences qui nous intéressent) l'indice de réfraction est sensiblement égal à la racine carrée de la constante diélectrique.

Variation de la constante diélectrique complexe avec la fréquence

Les quantités ε_r et tg δ varient avec la fréquence suivant une loi souvent difficile à trouver. En première approximation, la formule ci-dessous représente assez bien, dans la majorité des cas, l'allure de ces variations :

$\varepsilon^* = \varepsilon' - j\,\varepsilon'' = \varepsilon' (\infty) + \frac{\varepsilon' (0) - \varepsilon' (\infty)}{1 + j\,K\,\omega}$

à un facteur ε_o près.

$\varepsilon' (0)$ valeur de ε' pour $\omega = 0$

$\varepsilon' (\infty)$ valeur de ε' pour $\omega = \infty$.

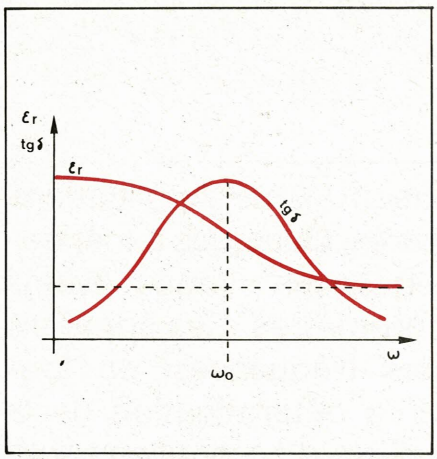


Fig. 1. – Variation de εr et tg δ avec la fréquence.

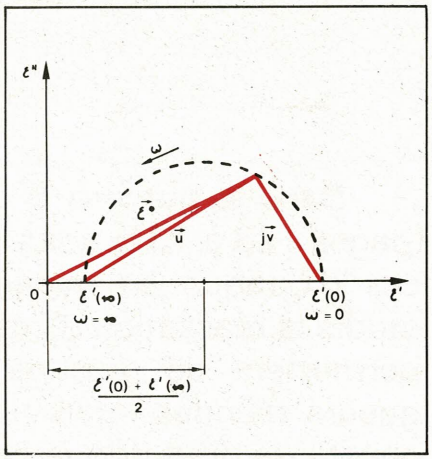


Fig. 2. – Cercle de Cole et Cole.

K une constante inversement proportionnelle à la température.

En séparant les parties réelles et imaginaires :

$$\varepsilon' = \varepsilon'(\infty) + \frac{\varepsilon'(0) - \varepsilon'(\infty)}{1 + K^2 \cdot \omega^2}$$

$$\varepsilon'' = \frac{[\varepsilon'(0) - \varepsilon'(\infty)]\ K\ \omega}{1 + K^2 \cdot \omega^2}$$

$$\text{tg}\ \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{[\varepsilon'(0) - \varepsilon'(\infty)]\ K\ \omega}{\varepsilon'(0) + \varepsilon'(\infty) \cdot K^2 \cdot \omega^2}$$

D'où la variation de ε_r et de tg δ avec la fréquence **(fig. 1)**.

ε_r : décroît constamment pour tendre asymptotiquement vers une valeur limite.

tg δ : de zéro passe par une valeur maximum (pour $\omega = \omega_o$), pour tendre à nouveau vers zéro. La fréquence correspondant à ω_o est en général très élevée (plusieurs dizaines de milliers de mégahertz et parfois beaucoup plus).

Une étude plus approfondie ferait apparaître des irrégularités locales dans l'allure de ces courbes (bandes d'absorptions par exemple). L'expression (1) peut se mettre sous la forme :

$$[\varepsilon^* - \varepsilon'(\infty)] + j\ K\ \omega\ [\varepsilon^* - \varepsilon'(\infty)]$$
$$= \varepsilon'(0) - \varepsilon'(\infty)$$

ou

$$u + j\ v = \varepsilon'(0) - \varepsilon'(\infty)$$

en posant

$$u = [\varepsilon^* - \varepsilon'(\infty)]$$

et

$$v = K\ \omega\ [\varepsilon^* - \varepsilon'(\infty)]$$

Les vecteurs représentatifs de u et j v sont perpendiculaires entre eux, leurs extrémités sont sur un cercle centré à :

$$\frac{\varepsilon'(0) + \varepsilon'(\infty)}{2}$$

C'est le cercle de Cole et Cole **(fig. 2)**.

Pratiquement le centre du cercle n'est pas forcément sur l'axe des abscisses ($\varepsilon'' = 0$).

Méthodes de mesure de la constante diélectrique complexe

De nombreuses études sur les méthodes de mesures de la constante diélectrique complexe ont déjà été publiées comme par exemple les ouvrages de Montgomery et Von Hippel [1], [2].

Chaque gamme de fréquence a ses méthodes propres.

Par ordre de fréquence croissante nous pouvons signaler :

Les méthodes des circuits à constantes localisées

En régime continu on étudie la décharge d'un condensateur. Les constantes de temps mises en jeu peuvent être de plusieurs heures ou même de plusieurs jours. Des problèmes de temps de réponse des appareils utilisés peuvent se poser.

De quelques périodes jusqu'à environ 10^7 hertz des ponts de mesure permettent de déterminer la capacité et l'angle de pertes. Le pont de Schering est le plus fréquemment employé.

Aux fréquences plus élevées (10^5 à 2.10^8 hertz) on étudie les constantes diélectriques par l'intermédiaire des circuits résonnants. La variation de fréquence due à une variation de capacité et l'étude de la bande passante du circuit donnent les renseignements désirés.

Les méthodes des circuits à constantes réparties

Nous pouvons distinguer parmi les méthodes utilisées :

– Les méthodes de résonance.

– Les méthodes de propagation guidée.

– Les méthodes de propagation libre.

Les méthodes de résonance

C'est une extension des méthodes à circuit résonnant. Ces circuits ont en général des coefficients de surtension élevés, ce qui facilite les mesures mais la répartition compliquée des champs gêne beaucoup dans les calculs de détermination de ε_r et tg δ.

De 1 000 à 10 000 mégahertz (λ = 30 cm à λ = 3 cm) on emploie un résonateur coaxial formé par un tronçon de câble coaxial court-circuité aux extrémités. Si l'on travaille à fréquence variable le court-circuit sera mobile pour ajuster en fréquence la cavité ainsi formée. L'échantillon est placé dans le coaxial sur une partie de sa longueur et sert de support au conducteur central.

Au-dessus de 10 000 mégahertz on préfère utiliser des cavités cylindriques sur le mode E_{010} par exemple où le champ électrique est axial, ce qui convient particulièrement pour des échantillons cylindriques placés dans l'axe de la cavité. La longueur d'onde de résonance est donnée par :

$$\lambda_r = \frac{2\ \pi\ a}{u_{01}}$$

a étant le rayon du cylindre et u_{01} la première racine de l'équation. $J_o(u) = 0$ soit $u_{01} = 2{,}4$ et $\lambda_r = 2{,}62$ a.

Pour une fréquence de 200 000 mégahertz (λ = 1,5 mm) nous aurons un diamètre de :

$$\varnothing = 2a = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{2{,}62} = 1{,}145.10^{-3}\ \text{mètre}$$

Soit un diamètre de l'ordre de un millimètre. On conçoit que la méthode ne soit guère valable à des fréquences aussi élevées.

Les méthodes de propagation guidée

Sur ligne coaxiale :

– **Méthode par réflexion** : on utilise une ligne de mesure court-circuitée et terminée par l'échantillon à étudier.

– **Méthode par transmission** : on étudie la variation d'amplitude et de phase due à l'introduction du diélectrique.

Ensuite apparaissent les mesures sur guide d'onde. En général on emploie le mode classique de propagation dans un guide rectangulaire : TE_{10} ou H_{10}. Un des montages les plus usités est celui du double trajet. Analogue à un pont de zéro classique il est formé par deux voies identiques : dans l'une est placé l'échantillon à étudier, dans l'autre un atténuateur et un déphaseur. A l'équilibre il suffit de lire les indications des deux paramètres de réglage.

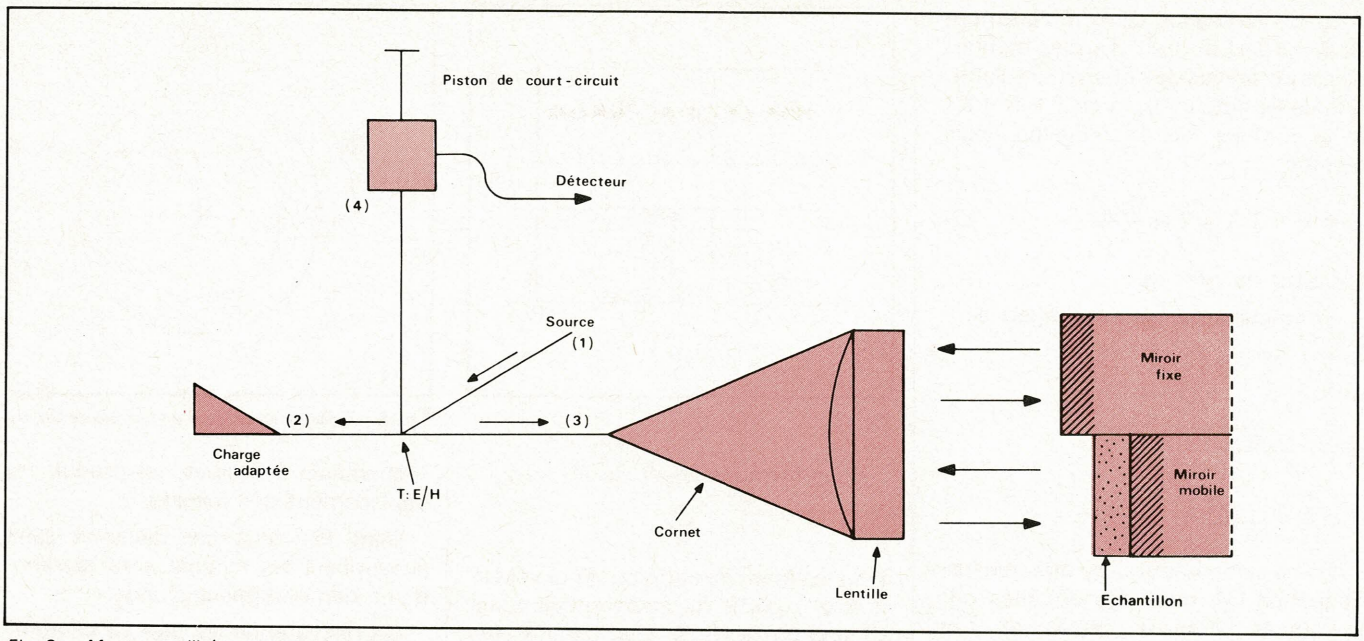


Fig. 3. – Montage utilisé.

Il est inutile de signaler la difficulté d'obtenir un déphaseur sans atténuation et un atténuateur exempt de déphasage.

Notons pour terminer les mesures par réflexions et par transmission dont le principe reste identique à ce qui a été vu précédemment.

Toutes ces méthodes ont un défaut commun lorsque la fréquence croît : difficulté d'avoir des échantillons petits avec des cotes précises. Excepté pour les liquides et les gaz il sera difficile et même parfois impossible (usinage de certaines matières) d'avoir des échantillons épousant parfaitement les formes d'une cavité ou d'un guide d'onde. Or, c'est une condition impérative si un diélectrique occupe une longueur l d'un guide, il faut que toute la section soit remplie. Ceci nous conduit tout naturellement aux méthodes de propagation libre.

Méthodes de propagation libre

Ces méthodes présentent en outre l'avantage aux fréquences considérées (longueurs d'ondes de quelques millimètres) d'utiliser les propriétés optiques des ondes.

En dehors des transpositions des méthodes analysées dans les paragraphes précédents apparaissent des techniques nouvelles dérivées des expériences classiques en optique.

Les mesures en incidence Brewstérienne, interféromètres de Michelson, Perrot Fabry, Boltazmann, ont été successivement utilisées par de nombreux expérimentateurs. Les mesures en incidence oblique présentent l'avantage d'éliminer une partie des réflexions parasites, elles sont souvent employées dans les méthodes par transmission.

Montage utilisé : interféromètre de Boltzmann (fig. 3 et 4)

L'ensemble de réflexion est formé par deux miroirs l'un est fixe (référence) l'autre mobile (mesure) en restant toujours perpendiculaire à l'axe optique. Leur position relative est mesurée à l'aide d'une tête micrométrique.

L'échantillon à étudier est une plaque rectangulaire placée devant le miroir mobile.

Pas d'échantillon devant le miroir mobile. Après réflexion sur les miroirs, les ondes de retour auront même amplitude mais seront déphasées entre elles suivant la position relative des deux miroirs. Pour un décalage de $\lambda/4$, la différence de trajet sera $\lambda/2$: les ondes de retour seront en opposition de phase.

Echantillon devant le miroir mobile : l'atténuation et le déphasage propres du diélectrique entreront en ligne de compte.

Le problème général est donc équivalent à l'étude de la somme de deux ondes électromagnétiques (renvoyées par les miroirs) se propageant dans le même sens, d'amplitudes différentes et déphasées entre elles.

Etude de la somme de deux ondes électromagnétiques

Soit deux ondes définies par :

$E\ y_1 = E_1 \sin(\omega t - k x)$

$H\ y_1 = H_1 \sin(\omega t - k x)$

$E\ y_2 = E_2 \sin(\omega t - k x - \varphi)$

$H\ y_2 = H_2 \sin(\omega t - k x - \varphi)$

Le résultat sera la somme des vecteurs.

En ne considérant que la composante E :

$E^2_o = E^2_1 + E^2_2 + 2\ E_1 . E_2 . \cos\varphi$

si $E_1 = E_2$ (miroirs vides)

$E^2_o = 2\ E^2_1 (1 + \cos\varphi)$

si $E_1 \neq E_2$ tel que $E_2 = r\ E_1$

(échantillon sur le miroir mobile).

$E^2_o = E^2_1 (1 + r^2 + 2\ r . \cos\varphi)$

Dans le montage utilisé, l'expression de l'onde de retour est :

$E^2_o = E^2_1 (1 + r^2 + 2\ r . \cos\varphi)$

qui entre dans le cornet.

La puissance dans le bras (4) sera :

$K' (1 + r^2 + 2\ r . \cos\varphi)$

Le détecteur est quadratique, la lecture α du galvanomètre, placé en série avec lui, est proportionnelle à la puissance incidente :

soit

$\alpha = K (1 + r^2 + 2\ r . \cos\varphi)$

(allure sinusoïdale).

La valeur maximum sera :

$\alpha_M = K (1 + r)^2$

et la valeur minimum :

$\alpha_m = K (1 - r)^2$

Remarque : La valeur moyenne :

$$\alpha_{moy} = \frac{\alpha_M + \alpha_m}{2} = K (1 + r)^2$$

n'est pas constante mais fonction de r.

Nous pouvons relever les deux courbes suivantes **(fig. 5)**.

Dans les deux cas les minima sont distants de $\lambda/2$ (λ longueur d'onde en espace libre).

Schéma équivalent

Nous sommes dans le cas d'une ligne où une onde progressive et une

La connaissance de l'emplacement de Z_1 (Δ l) et du taux d'ondes stationnaires permettra de déterminer à l'abaque de Smith l'impédance $Z = R + j X$ à la surface de l'échantillon, puis d'après :

$$Z = R + j X = j A \frac{th Z}{Z} \qquad (1)$$

la valeur de ε_r et tg δ.

L'impédance Z est aussi égale à :

$Z = \alpha l + j \beta l$

avec

$$\alpha = \frac{\pi . \sqrt{\varepsilon_r} . tg \delta}{\lambda}$$

$$\beta = \frac{2 \pi . \sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda}$$

On ne sait pas résoudre directement l'équation (1), mais des abaques ont été tracés d'après les travaux de Von Hippel [2] sous la forme :

$$\frac{th T^{\tau}}{T^{\tau}} = C^{\xi}$$

Bien que plusieurs fois complétés, ces abaques conviennent difficilement aux fréquences élevées ou λ faible conduit à une faible épaisseur alors que pour bien mettre tg δ en évidence, il faudrait un échantillon épais ou à très fortes pertes.

L'idée sera donc de déterminer ε_r par la première méthode à partir d'échantillons très minces pour pouvoir négliger les pertes, puis à partir du même matériau de forte épaisseur mesurer tg δ.

A partir de l'impédance ramenée à la surface :

$$R + jX = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} . th \frac{[A . \sqrt{\varepsilon_r} . tg \delta + j A . \sqrt{\varepsilon_r}]}{2}$$

On pose :

$$u = R . \varepsilon_r$$
$$v = X . \varepsilon_r$$

$$x = \frac{A . \sqrt{\varepsilon r} . tg \delta}{2}$$

et $Y = A \sqrt{\varepsilon_r}$

On obtient finalement :

$$th 2x = \frac{2u}{1 + u^2 + v^2}$$

$$et\ x = \frac{A . \sqrt{\varepsilon_r} . tg \delta}{2}$$

D'où l'on tire la valeur de tg δ.

Détermination de z à l'abaque de Smith (figure 7)

En x_o nous avons un court-circuit, en ($x_1 - l$) une impédance **z** inconnue correspondant à un déplacement

$\Delta l = x_o - x_1 + l$

du court-circuit vers la source.

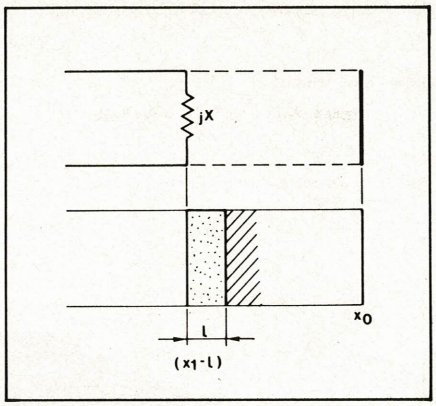


Fig. 6.

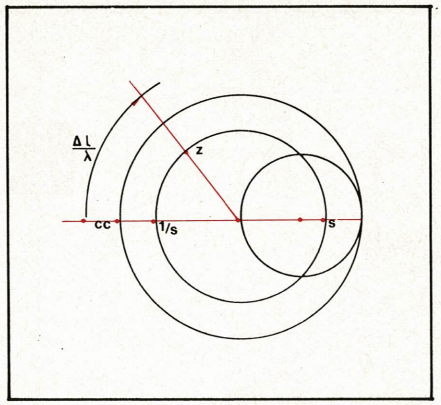


Fig. 7. – Détermination de z à l'abaque de Smith.

Nous formons l'expression

$$\frac{\Delta l}{\lambda}$$

et en tournant de cette quantité vers la source à partir du court-circuit nous obtiendrons z. Si le taux d'onde stationnaire **s** n'est pas infini (ou très grand), **z** se trouvera au point d'intersection du rayon défini par

$$\frac{\Delta l}{\lambda}$$

et du cercle concentrique passant par **s** et 1/**s**.

Si **s** est suffisamment grand pour que 1/**s** ne soit pas distinct de zéro sur l'abaque, **z** sera imaginaire pur et ne sera déterminé que par

$$\frac{\Delta l}{\lambda}$$

Les mesures

Conduite d'une série de mesures

Après un temps de stabilisation thermique de l'ensemble, nous opérons comme suit :

– Adaptation du détecteur (recherche d'un maximum de niveau détecté).

– Adaptation de la lentille : cette opération est faite soit pour un décalage de $\lambda/4$ des miroirs, soit en plaçant à 45° devant le cornet une plaque métallique réfléchissante. Dans les deux cas, qui correspondent au même réglage du zéro, aucune puissance n'entre dans le cornet ; le T voit l'impédance caractéristique (pas d'onde de retour).

Mesures :

Les miroirs étant vides nous relevons, par l'intermédiaire d'une tête micrométrique, les positions relatives des deux miroirs qui correspondent à l'annulation du signal détecté. Cette première série de mesures permet de connaître la fréquence et de faire un étalonnage arbitraire de la ligne équivalente.

En plaçant sur le miroir mobile (pour garder toujours la même référence) l'échantillon à étudier, on produit un déplacement des minima.

Dans les deux cas (avec et sans échantillon) les minima sont distants d'une demi-longueur d'onde.

On relève enfin les valeurs caractéristiques : maxima et minima avec et sans diélectrique, ce dernier étant nul. Lorsque le minimum avec diélectrique est faible on utilise une méthode de mesure de taux d'onde stationnaire élevé.

Cas d'échantillons liquides ou gazeux

Il suffit de placer une cuve parallélépipédique en matériau à faibles pertes devant le miroir modèle. De même que pour les échantillons solides, une première série de mesure permet d'étalonner la ligne. La cuve est ensuite remplie et l'on procède comme pour les échantillons solides.

Cas des échantillons très minces

Si nous avons à étudier des échantillons peu rigides ou des matériaux pulvérulents il sera intéressant d'utiliser le procédé suivant :

Une plaque de caractéristiques connues assez mince pour en négliger les pertes mais suffisamment rigide servira soit pour maintenir l'échantillon contre le miroir, soit pour servir de support à une couche pulvérisée. Le schéma équivalent sera le suivant : trois lignes en série de caractéristiques suivantes :

(1) ligne sans pertes :

$Z_{c1} = n$

(2) ligne sans pertes :

$Z_{c2} = \frac{n}{\sqrt{\varepsilon_{ro}}}$; longueur l_o

(3) ligne avec pertes :

$Z_{c3} = \frac{n}{\sqrt{\varepsilon_r}}$; longueur l

Les pertes et ε_r étant les seules inconnues.

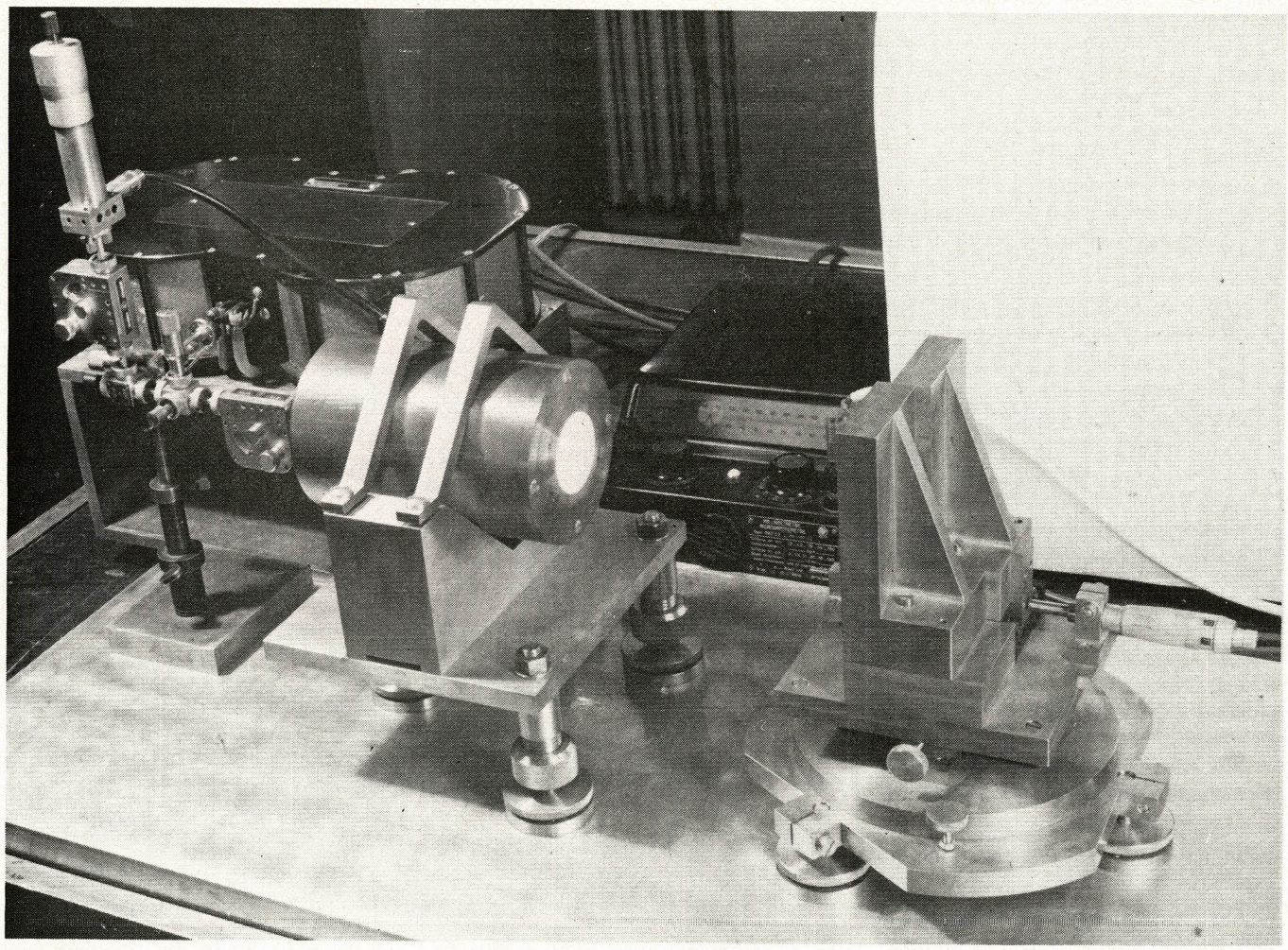


Fig. 4. – Interféromètre de Boltzmann (cliché CSF).

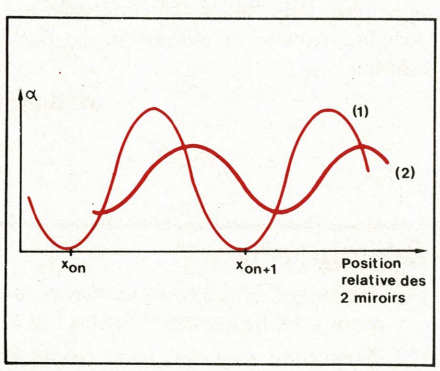


Fig. 5. – Courbe 1. – miroir vide ; courbe 2 – échantillon sur miroir mobile.

onde réfléchie par une impédance **z** produisent un état d'ondes stationnaires.

C'est un mode de résolution des problèmes relatifs aux ondes planes (Schelkunoff [3], Roubíne [4]).

L'impédance caractéristique d'une telle ligne est définie par :

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$$

qui a les dimensions d'une impédance.

μ et ε perméabilité et permittivité du milieu considéré.

La détermination des emplacements du miroir mobile (sans diélectrique) correspondant aux minima, puis la même opération avec l'échantillon à étudier, nous permet de connaître le déplacement d'un minimum sur la ligne équivalente lorsque l'on remplace un court-circuit (miroir seul) par l'impédance z (échantillon et miroir).

Dans la première partie de ce chapitre r représente le rapport des modules des amplitudes du champ électrique après et avant réflexion sur le diélectrique. Or, sur une ligne donnée terminée par une impédance, z, le rapport des amplitudes (en module) après et avant réflexion sur z est égal à r.

La connaissance du taux d'onde stationnaire :

$$s = \frac{1 + r}{1 - r}$$

et du déplacement Δ l du minimum permet d'obtenir par le calcul ou à l'abaque de Smith la valeur de l'impédance ramenée à la surface de l'échantillon à étudier.

Méthodes de calcul

Cas des faibles pertes

En considérant la ligne équivalente **(fig. 6)** nous avons la même répartition des tensions dans les deux cas :

– un court-circuit en x_o (miroir vide) ;

– une impédance j X ramenée à la surface du diélectrique en $(x_1 - l)$.

Pour calculer X, on écrit que cette quantité est égale à l'impédance du court-circuit ramenée en $(x_1 - l)$ puisque le minimum est le même.

Posons :

$$\Delta l = x_o - (x_1 - l)$$

$$j X = j \operatorname{tg} \frac{2 \pi . \Delta l}{\lambda}$$

en impédance réduite par rapport au vide.

Or, on démontre que cette expression est aussi égale à :

$$j X = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} . j \operatorname{tg} \frac{2 \pi . l . \sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda}$$

qui se réduit à :

$$\frac{X}{A} = \frac{\operatorname{tg} A \sqrt{\varepsilon_r}}{A \sqrt{\varepsilon_r}}$$

en posant :

$$A = \frac{2 \pi l}{\lambda}$$

Dans l'ouvrage [2] se trouvent des tables des racines de cette équation.

Cas des fortes pertes

Le raisonnement est le même que dans le cas précédent :

– le court-circuit en x_o détermine une certaine répartition des minima sur la ligne ;

– l'impédance z en $(x_1 - l)$ conduit aux mêmes minima, mais qui maintenant, à cause des pertes, ne sont plus nuls.

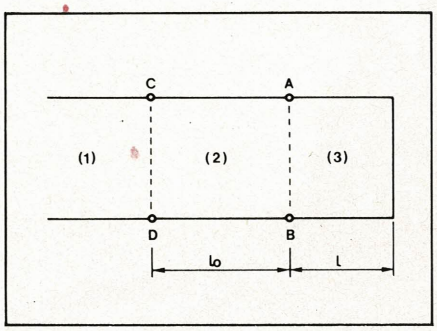


Fig. 8.

Résultats obtenus

Quelques résultats sont résumés dans le tableau ci-dessous

Echantillon	λ (mm)	épais. (mm)	εr	valeur moyenne	tg δ	valeur moyenne	Méthode
verre pyrex	1,53	1,01 1,50 2,01	4,49 4,44 4,55	4,49 ±0,06			faibles pertes
verre B 40 Borosilicate	1,53	1,01 1,50 2,01	4,61 4,79 4,70	4,70 ±0,09			faibles pertes
plexiglass	1,515	1,03 2,04	2,53 2,57	2,55 ±0,02			faibles pertes
		9,80 14,95 20,02			0,0070 0,0077 0,0075	0,0074 ± 0,0004	fortes pertes

Les procédés de mesure et de calcul seront les suivants :

– une série de mesures les miroirs vides ; soit x_o la valeur d'un minimum ;

– une série de mesures avec l'échantillon support ; soit x'_o un minimum voisin de x_o, tel que $x'_o < x_o$;

– une dernière série avec le support et l'échantillon inconnu ; soit x_1 un minimum ($x_1 < x'_o$). Le taux d'onde stationnaire est aussi mesuré.

L'impédance ramenée à l'extrémité AB de la ligne inconnue (3) est transformée par le support (2) jusqu'en CD, puis mesurée en (1) (voir **figure 8**).

L'impédance mesurée par rapport au milieu (1) est définie par :

$$\Delta l_1 = x_o - (x_1 - l - l_o)$$
$$= x_o - x_1 + l + l_o$$

et **s**.

En formant

$$\frac{\Delta l_1}{\lambda}$$

et par le cercle défini par **s**, nous obtenons sur l'abaque de Smith en tournant de

$$\frac{\Delta l_1}{\lambda}$$

à partir du court-circuit vers la source (sens des aiguilles d'une montre)

$$z_1 = R'' + j X''$$

Cette même impédance, réduite par rapport au milieu (2) devient

$$z_2 = R'' \sqrt{\varepsilon_{ro}} + j X'' \sqrt{\varepsilon_{ro}}$$

nous l'avons multiplié par

$$\frac{n \sqrt{\varepsilon_{ro}}}{n}$$

Pour aller de CD en AB il faudra faire tourner z_2 de $\Delta l_2/\lambda$ vers la charge (sens trigonométrique).

Avec

$$\Delta l_2 = x_o - (x'_o - l_o) = x_o - x'_o + l_o$$

soit l'impédance réduite :

$$z_3 = R' + j X'$$

du tronçon inconnu en court-circuit, par rapport au milieu (2). Pour être ramené au cas général, étudié dans le chapitre précédent, il suffira de connaître z_3 réduit par rapport au milieu (1) (vide) donc, en le multipliant par :

$$\frac{n}{n \sqrt{\varepsilon_{ro}}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{ro}}}$$

$$z = R + j X = \frac{z_3}{\sqrt{\varepsilon_{ro}}}$$

$$= \frac{R'}{\sqrt{\varepsilon_{ro}}} + j \frac{X'}{\sqrt{\varepsilon_{ro}}}$$

Conclusion

D'après les principes passés en revue et les quelques exemples donnés, nous voyons que la constante diélectrique proprement dite est beaucoup plus facile à déterminer que les pertes.

La limitation apportée par les tables de Von Hippel aurait pu être un sérieux obstacle à la résolution du problème. En effet, jusqu'à ces dernières années la nécessité du prolongement de ces tables ne se faisait guère sentir. Le paramètre l/λ (épaisseur de l'échantillon divisée par la longueur d'onde) qui en est le critère restait voisin de l'unité, ce qui conduisait à utiliser des échantillons de plusieurs millimètres d'épaisseur, parfois de l'ordre du centimètre. Il n'en est pas de même pour des longueurs d'ondes voisines de un millimètre et en-dessous.

La méthode proposée : détermination de la constante diélectrique sur des échantillons très minces et appréciation des pertes sur des échantillons plus épais, apporte une solution intéressante.

L'analogie des équations des lignes avec celles de la propagation des ondes électromagnétiques nous a permis l'emploi des lignes équivalentes qui, une fois leurs caractéristiques définies, facilite la résolution du problème.

A. Billès

Bibliographie

[1] Technique of microwave measurement – *Montgomery – Tomes I et II.*

[2] Dielectrics materials and applications – *A. Von Hippel – John Wiley and Sons, NY.*

[3] Electromagnetic waves – *Schel Kunoff – Van Nostrand Company, NY.*

[4] Lignes et antennes – *E. Roubine – Tome I – Editions de la Revue d'Optique.*

[5] Microwave transmission design data – *Dover Publication Inc, NY.*

Arrivant au processus de fabrication, nous avons, dans nos deux derniers articles, indiqué comment appliquer les réserves et quels types de réserves choisir en fonction de l'opération suivante : gravure, initiation ou dépôt. Le type de câblage ou de circuit encore le plus courant étant obtenu par soustraction, nous allons voir avec quels produits et matériels il convient d'opérer.

Le circuit imprimé : la gravure

Principes

On peut attaquer un métal et même le « dissoudre » totalement en provoquant une réaction chimique au moyen d'un agent acide ou basique (etchant) afin de le rendre soluble dans la phase liquide du produit d'attaque. On peut aussi travailler par décomposition électrolytique mais ce procédé exige des contrôles et l'emploi d'un matériel qui retire au système soustractif tout son intérêt. Mieux vaut alors adopter le système additif qui, soit dit en passant, promet beaucoup. Nous en parlerons plus tard.

Le dépôt des réserves restant toujours basé sur les méthodes et produits mentionnés dans le précédent article, on peut procéder à la gravure en passant par un stade intermédiaire de métallisation. Comme nous l'avons dit, il est possible de dissoudre sélectivement le cuivre en le protégeant par une substance isolante ou par un dépôt métallique insensible au produit de gravure.

Avec les copper-clades modernes à cuivre mince dont nous allons parler, c'est plutôt de cette dernière façon qu'il est logique d'opérer. Elle porte les noms de « Panel plating » ou de « Pattern plating » selon les modalités d'exécution.

1) Panel plating

On perce d'abord les trous dans le stratifié d'après le « Marking Artwork » (voir n° 4 – fig. 7 – page 30). On cuivre chimiquement les trous (P.T.H. = plating trough holes) et on sensibilise la plaque avec un résist sec que l'on expose sous un typon négatif. Lorsqu'on procède au développement les trous se trouvent obstrués et l'on grave l'excédent de cuivre.

Avec un typon positif, on laisse à découvert le tracé du circuit et les trous métallisés, mais il faut alors étamer avant de graver.

2) Pattern Plating

Après avoir percé et cuivré les trous comme ci-dessus, on ajoute un « flash » électrolytique de quelques microns seulement pour éviter l'oxydation. On sensibilise au film sec et on expose sous typon positif (diazo par exemple). Au développement le tracé est découvert. On le renforce à 30 μ de cuivre électrolytique et on recouvre au Sn/Pb, puis on grave.

Les procédés actuellement utilisés mettent en œuvre une variété de produits dont le choix résulte de diverses considérations : vitesse de gravure, précision, récupérabilité, respect de l'environnement et prix.

On distingue la gravure :

1) au perchlorure de fer (ferric chloride etchant, en anglais)
2) Au chlorure cuivrique (cupric chloride).
3) A l'acide sulfochromique.
4) Aux solutions alcalines ou neutres.
5) A l'acide fluorhydrique pour le $Si\,O_2$ dans les microcircuits (hydrofluoric acid).
6) Au tétrafluorure de silicium ou de carbone pour le $Si\,O_2$ ou le $Si_3\,N_4$ (silicon ou carbon tetraflouride).

Les produits

Les agents 1 et 2 de gravure ont été les premiers mis en œuvre dans la fabrication des circuits imprimés. Leurs actions sur le métal à graver sont identiques et répondent aux processus :

$2\,Fe\,Cl_3 + Cu \longrightarrow Cu\,Cl_2 + 2\,Fe\,Cl_2$ ou $Cu\,Cl_2 + Cu \longrightarrow 2\,Cu\,Cl$ ou plus simplement :

réactif + métal → réactif (n – 1) + métal dissout.

On voit, qu'en fait, dans le premier cas le cuivre se dissout en donnant naissance à du chlorure cuivrique ($Cu Cl_2$) qui peut encore attaquer le cuivre, mais de façon plus aléatoire, aboutissant à des contours irréguliers. Conclusion : il serait plus logique d'employer le chlorure cuivrique au départ, mais il agit plus lentement. Par contre, il est facile à régénérer par addition d'acide chlorhydrique et d'eau oxygénée (peroxyde d'hydrogène) :

$$2\ Cu\ Cl + H_2\ O_2 + 2\ H\ Cl \longrightarrow 2\ Cu\ Cl_2 + 2\ H_2\ O$$

On peut, de même, régénérer les produits alcalins, mais de façon beaucoup plus simple, puisque le processus de réoxygénation s'effectue automatiquement en employant l'attaque par projection (spaying).

Au cours de l'opération l'air fournit l'oxygène sous forme de O_2 qui transforme l'ion diamine $2\ Cu\ (NH_3)_2$, obtenu par attaque du cuivre en mélange séparable, avec récupération du métal.

La réaction du persulfate d'ammonium ($NH_4\ S_2\ O_8$), par exemple, transforme le mélange avec le cuivre attaqué, en deux parties solubles : $(NH_4)_2\ SO_4$ et $SO_4\ Cu$, la seconde permettant de récupérer facilement le métal par électrolyse ou déplacement sur copeaux d'aluminium. Toutefois, la vitesse de morsure des solutions ammoniacales reste limitée et l'élévation de la température du bain ne peut être étendue au delà de 50 °C en raison du risque de désoxygénation. A ce moment on préconise l'addition d'une solution de bichlorure de mercure à 5 ppm de Hg dans le rapport de 1/1 000 du volume du bain.

Les produits alcalins sont compatibles avec les réserves à l'étain/plomb, étain/nickel et à l'or mais provoquent parfois une altération de la brillance sur le métal protecteur. Le persulfate d'ammonium mérite malgré tout une mention spéciale et Degussa a su lui donner une rentabilité en étudiant, avec une société américaine, un procédé simple de récupération du cuivre avec recyclage du bain sans rejet de résidus au milieu extérieur.

Il est tout de même difficile d'accorder une nette préférence à tel ou tel produit sans tenir compte de propriétés, peut être annexes a priori, mais souvent déterminantes. De plus en plus le problème des effluents est primordial car, en dehors de toutes considérations d'ordre pénal, la notion de respect de l'environnement doit garder la première place.

C'est dans cet esprit que les américains et les allemands ont tenté de mettre sur le marché des produits faciles à régénérer et ne laissant pas de résidu dangereux. De plus, l'étude a souvent conduit à une possibilité de récupération du métal dissout qui, dans le cas du cuivre, constitue un accroissement de la rentabilité.

Parallèlement, il est recommandé de choisir des produits faiblement corrosifs et, autant que possible, non dangereux pour les opérateurs. A cet effet, les solutions alcalines semblent réunir le plus grand nombre d'avantages, mais peut être au détriment de certaines qualités d'éxécution.

Par exemple, AEG-Telefunken, dans une récente communication (Wordl PC Convention, 5-7 juin 78 à Londres), a montré la possibilité de réduire « l'undercut » (sous-gravure) par l'addition d'un produit, le benzotriazol, aux solutions acides de gravure sur le cuivre et ses alliages. Grâce à ce système la réaction de « l'etchant » avec les ions Cu^+ provoque l'apparition d'un complexe insoluble protecteur, au fur et à mesure de la production du flanc de la ligne métallique.

Les avis sont donc partagés et, à cette dernière théorie, remettant en cause l'usage des produits alcalins, vient s'associer l'Electrochemicals division de la « Dart Industries » de Youngstown dans l'Ohio. Mieux ! grâce à la formulation d'un agent qu'elle appelle « Electro Brite » cette société assure une réduction de 20 à 25 % du coût total de la gravure en raison de la simplicité du processus de récupération du cuivre. De plus, la compatibilité du produit avec les réserves aux composés staniques, n'entraîne aucune altération de la brillance de l'étamage.

Sans prétendre dresser une liste exhaustive des caractéristiques de tous les agents de gravure, nous avons réuni sur le tableau 1 les différentes indications se rapportant aux types les plus connus. Précisons seulement qu'en dehors du produit précité, « Electch » fabriqué par Alfachimici (Europrim), « Neutra-Etch » est une marque de Shipley et « Ac-Cu-Guard », l'une des spécialités de Hunt Chemical Corp. avec « Ac-Cu-Line » et « Endura-Etch » disponibles en France.

Mode d'action de la gravure

Dans le **tableau 1,** nous avons fait figurer la qualité de gravure sous forme d'une simple appréciation. Cette qualité a pour caractéristique principale la précision dont l'un des facteurs déterminants est la sous gravure.

Tableau I

	Chlorure cuivrique	Persulfate	Acide sulfo-chromique	Perchlorure de fer	Electro Brite	Eletch	Neutra Etch	Ac Cu Guard
Capacité de gravure (1)	30	45/50	55	60/80	60	110	135	160
Vitesse de gravure (2)	2	3	4	2	4	0,55	2	1
Nature des réserves	sauf Sn/Pb	Sn-Pb-Ni-Au	Sn-Ni-Au	sauf Sn/Pb	toutes	toutes	toutes	Ni-Au-Sn
Régénération	facile	complexe	difficile	alléatoire	simple	facile	facile	facile
Récupération du cuivre	facile	complexe	difficile	difficile	électrolyse	complexe	complexe	simple
Qualité de gravure	bonne	très bonne	bonne	bonne	excellente	très bonne	excellente	très bonne
Métaux attaqués	Cu-Fe-Ni etc.	sélectif Cu	Cu	Cu-Fe-Ni etc.	Cu	Cu	Cu	Cu
Prix	bas	moyen	élevé	bas	bas	bas	moyen	bas

(1) en grammes au litre
(2) en minutes pour 35 microns.

Chaque produit disponible présente un avantage particulier, mais il est difficile d'en trouver un qui offre la qualification idéale. Les chimistes se sont aussi attachés à formuler des compromis dans lesquels on rentabilise surtout l'action par un recyclage du produit avec possibilité de récupération du métal dissout.

En effet, si la vitesse de morsure constitue le second élément recherché, on s'aperçoit que, tout compte fait, le renouvellement du bain pèse lourd sur le prix de revient.

1) La sous gravure (en anglais « undercut »)

Sur la **figure 1** nous voyons comment s'effectue l'action du produit de morsure sur le métal en dehors des réserves.

En (a) nous avons une coupe du métal protégé, collé sur un support isolant. En (b) nous avons dessiné, fortement grossie, la zone cerclée après attaque et élimination de la pellicule métallique. Des études patientes et minutieuses ont établi que la morsure suit une série de zones (1, 2, 3, 4, 5 etc.) dans lesquelles l'avancement de la dissolution suit deux directions G et G', alors qu'on serait tenté de ne considérer que l'avance suivant G. A chaque destruction verticale du métal, correspond une érosion latérale intéressant le flanc de la zone attaquée. Cette érosion latérale s'accentue, et c'est logique, à chaque pénétration verticale sur le flanc déjà creusé initialement, ceci jusqu'au moment où il ne reste plus de métal sur le substrat. Elle a donc tendance à diminuer lorsqu'on approche de la fin d'opération **(fig. 1b)**. Sur le premier article du n° 3 nous avons déjà évoqué ce défaut, page 52, fig. 13.

Deux phénomènes entrent en jeu. Au point X l'agent de gravure aura pu attaquer pendant toute la durée du processus. Au point Y, le temps d'attaque aura été nul. Par ailleurs, la réserve parfaitement appliquée au début, s'infléchit dès le moment où le métal qui la supporte disparait. L'action selon G s'en trouve ralentie et peut s'annuler si le fléchissement e' atteint la valeur de e (épaisseur du métal à graver).

Le rapport entre la distance « r » du point X et l'épaisseur «e » constitue ce que l'on appelle le facteur de sous gravure « fg » (fg = e/r).

La qualité de gravure sera donc d'autant plus grande que la valeur de « fg » sera plus élevée. On la considère comme bonne lorsqu'elle atteint au moins 2 (r = 17 μm pour le copper-clad de 1 oz).

Quoiqu'il en soit, d'après ce que nous venons de voir, pour obtenir un rapport e/r aussi grand que possible on peut agir sur :

- la flexibilité des réserves (avantage de la sérigraphie).
- La vitesse de pénétration de la morsure.
- La pression sur le bord de la réserve.
- La valeur « e », c'est-à-dire l'épaisseur du « clad ».
- La mise en œuvre d'un « passifiant » dans l'agent de gravure (cas du benzotriazol).

On peut imaginer toutes sortes de combinaison entre chacun de ces facteurs mais il apparait que, d'après les connaissances acquises, c'est surtout sur la valeur de e et sur la passivation des flancs que le compromis se joue. L'emploi des copper-clads à faible couche de cuivre constitue certainement le meilleur moyen de réaliser des câblages à haute définition **(fig. 2)**. Le ralentissement latéral de la morsure apporte aussi un surcroit de précision, mais il semble que cet artifice soit plutôt intéressant pour les feuillards épais.

Dans une note annexe **(annexe 1)** nous avons résumé les différentes

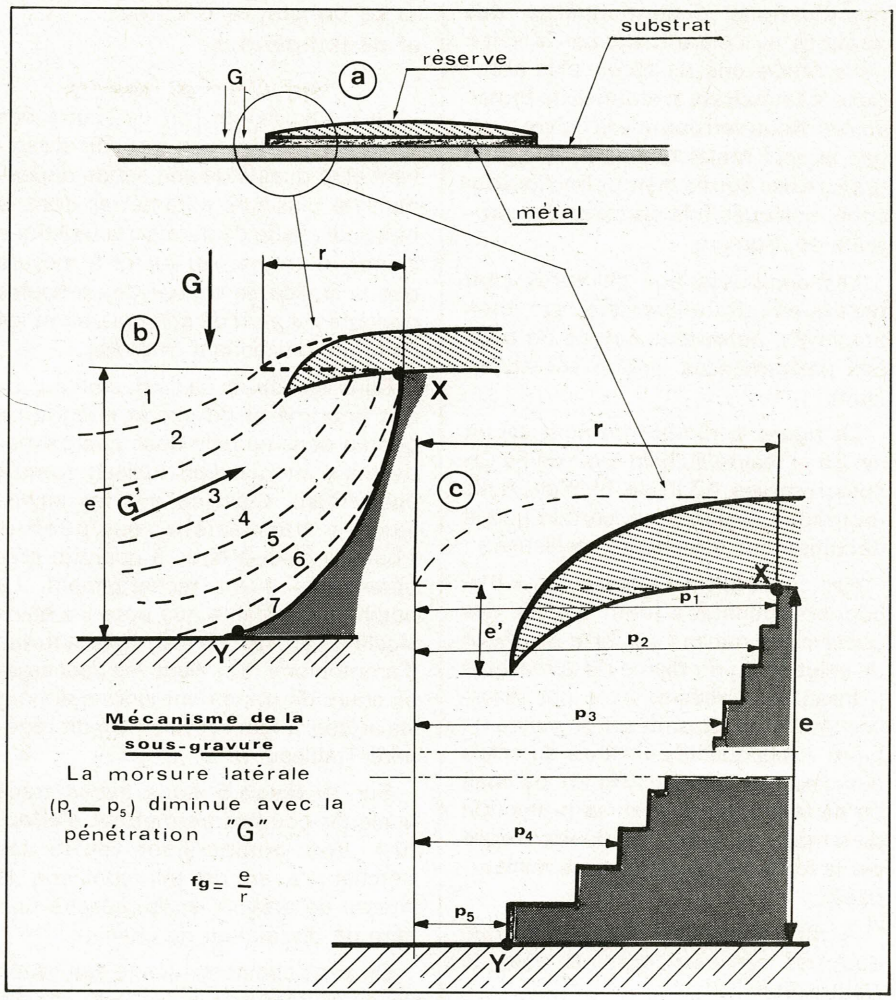


Fig. 1

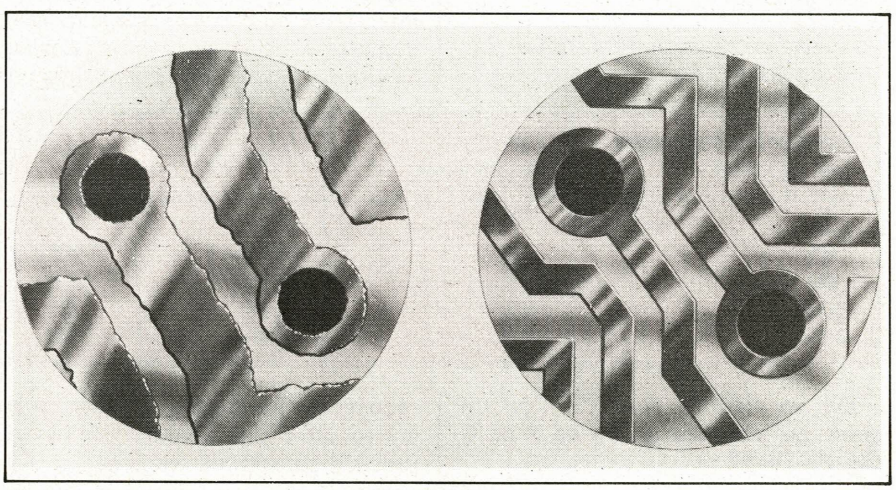


Fig. 2. – A gauche : gravure sur copper-clad de 35 microns.
A droite : gravure de copper-clad de 5 microns. La réduction de l'undercut permet d'accroître la densité de câblage.

qualifications dimentionnelles des stratifiés au cuivre mais, par la suite, nous étudierons de façon plus complète les substrats et statifiés de toutes sortes. Nous verrons que le cuivre n'est pas le seul métal utilisable et que la gravure des autres métaux implique un choix quelques fois différent des produits de morsure.

Les composés aux chlorures sont pratiquement universels et, bien employés, autorisent encore de bonnes performances, même sur aluminium.

La **figure 4,** montre un petit circuit (en 35 μ) réalisé au bain mort de Fe Cl_3 sous réserves AZ III de Shiplay. Avec un produit alcalin, il est certain que la définition eut été encore meilleure.

Par conséquent l'emploi des « thin copper laminates » (nom anglais des coper clads minces) apporte un début de solution au problème de la miniaturisation des tracés et, avec des réserves Sn/ Pb, on aboutit sur du cuivre de 5 μm à des qualités voisines de celles des couches épaisses **(fig. 4)**. La ligne de cette épaisseur avec sa protection d'étamage autorise les débits exigés par la technologie des circuits miniaturisés.

A titre d'exemple, Shipley indique quelques résultats obtenus avec le Neutra Etch :

- température 54 °C.
- pH 7,8.
- vitesse de gravure 15 μ/ mn.
- Réserves Sn/ Pb

2) La constance du bain et sa température

Qu'il s'agisse de l'un ou l'autre des types de produit, son pouvoir dissolvant et la qualité de son action dépendent de plusieurs paramètres dont le principal réside dans sa caractéristique chimique propre. Au fur et à mesure que le liquide se charge de particules dissoutes, il perd de son pouvoir et les contours deviennent imprécis.

Dans les débuts de l'industrie du circuit imprimé et du circuit intégré, on opérait dans un bain dosé approximativement et que l'on utilisait jusqu'à épuisement. C'est ce que les anglo-saxons baptisaient quelquefois « batch » c'est-à-dire : à quantité prédéterminée avant rechargement. Le batch n'est valable que pour les bains alcalins et les A.P.S. (persulfates d'ammonium). On peut les recharger en cours de traitement alors que pour les autres, il faut recycler. On dit régénérer (tableau 1).

Sur la **figure 5** nous avons tracé quelques courbes permettant d'effectuer une comparaison entre les « etchants » en ce qui concerne la vitesse de gravure et la capacité unitaire de dissolution de chacun.

On peut constater que la saturation du chlorure ferrique est très rapide, malgré une vitesse de pénétration importante au début et que le meilleur compromis est atteint avec les alcalins. Toutefois, avec les possibilités de régénération actuelles, le chlorure de cuivre offre une solution simple au procédé soustractif. Nous avons indiqué plus haut comment, avec addition de H Cl et de H_2 O_2, il est possible de le maintenir en état constant de réactivité par contrôle du pH. Dans un système proposé par « Deltec » sous licence Siemens, la régénération du bain de gravure s'effectue de façon très économique avec un volume de rejets négligeable.

« Hunt », société canadienne, présente en Europe son procédé à régénération continue pour agents alcalins sous la marque « Endura-Etch ». Il s'agit d'une machine à graver par projection dans laquelle un contrôle de la solution permet de la maintenir à une densité constante et d'éliminer le liquide usé en même temps qu'un apport de produit frais se réalise. Simultanément, les réserves Sn/ Pb sont neutralisées et désoxydées pour maintenir une bonne soudabilité.

« Resco » (Italie) représenté par Europrim, propose également un système similaire, compatible toutefois aussi bien avec les bains acides qu'avec les bains alcalins.

« Chemcut » (USA) – distributeur Joly S.A. – offre un matériel pour « etcher » alcalin, doté de possibilités semblables.

A côté de la maintenance chimique du bain, les matériels assurent la constance de température selon le préréglage exigé par le produit utilisé.

3) La récupération du cuivre

Lorsque la production continue est suffisamment importante, la récupération du cuivre contenu dans le bain usé permet de rentabiliser le processus. L'extraction se fait au moment de la régénération du produit et les boues sont généralement traitées par électrolyse.

Dans un appareil proposé par Resco pour les bains au chlorure cuivrique (Cu Cl_2) on met à profit l'affinité cathodique pour attirer les ions cuivre et celle de l'anode pour les ions chlore.

La gravure ayant provoqué la formation de Cu Cl (chlorure cuivreux – voir plus haut) si l'on ajoute du chlore (Cu Cl + Cl) on retrouve le chlorure cuivrique. La solution usée passant dans la cuve à électrolyse bénéficie de cette réaction **(fig. 6)**. Sur l'anode on trouve des ions de chlore naissant qui régénèrent la solution et le gaz (chlore) surabondant est transformé en sel (Na Cl) en passant dans le filtre à soude caustique. En fait, le chlore se condense en fixant le sodium pour donner de l'eau salée, que l'on évoque facilement sans risque de pollution.

« Dart Industries », déjà cité à propos de l'Electro-Brite, vient à son tour de

Epaisseur de gravure (en microns)	Undercut (en microns)	Fg = e/r	%
25	7	3,57	28
35	10	3,50	28
50	17	2,94	34
300	105	2,86	35
430	160	2,69	37

Sur un clad de 5 μm (1/4 oz) on aurait pu atteindre un Fg de 7 ou 8 **(fig. 3)** (14-12 %).

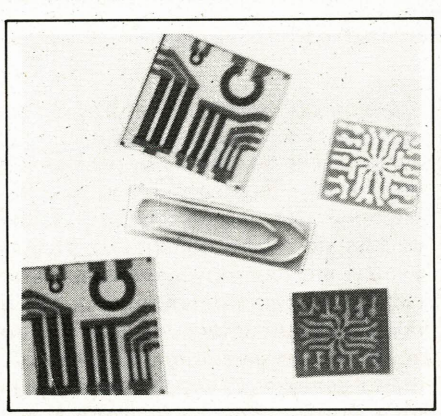


Fig. 4. – A gauche : micro-circuits en couche épaisse sur alumine.
A droite : micro-circuits gravés sur verre époxy.

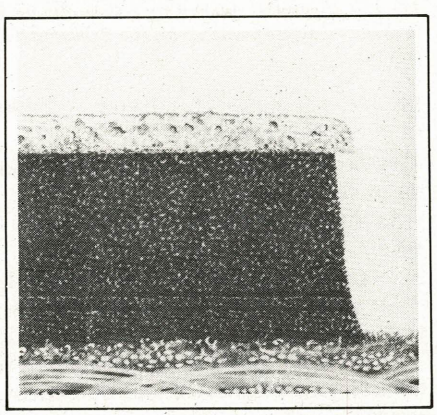


Fig. 3. – On rapprochera ce cliché de la figure 12 de l'article publié dans le numéro 3 (page 52).

mettre au point une méthode basée sur des principes similaires et grâce à laquelle on récupère également le cuivre tout en recyclant l'agent de gravure. Il s'agit ici d'un produit contenant de l'acide sulfurique et de l'eau oxygénée (péroxyde d'hydrogène) mais dépourvu d'ion métallique, autrement dit, ne contenant pas d'agent « chelatant ». Il en résulte une meilleure qualité de gravure ainsi qu'un état de surface non terni lorsqu'il s'agit de réserves Sn/ Pb. De plus, le rinçage est plus facile et la récupération du cuivre dans l'eau se fait alors par simple neutralisation.

Le cuivre, cas le plus fréquent en circuit imprimé, est un métal noble et cher, il importe donc, lorsqu'une opération de gravure consiste à en retirer jusqu'à 80 %, de ne pas le rejeter à l'égoût. C'est une perte d'au moins 30 % et, de plus, il constitue un véhicule polluant dont le milieu naturel ne peut assurer rapidement la dégradation.

Gravure en microélectronique

1) Opérations classiques

La fabrication des circuits intégrés nécessite toujours une opération de gravure. Elle s'exécute, nous l'avons dit, sous réserves organiques telles que celles de Shipley, de Micro-Image de Kodak ou de Hunt.

Les Wafers, au cours de leur préparation, font l'objet d'oxydation (Si O_2) de nitruration ($Si_3 N_4$) ou de dépôts métalliques (Al) que l'on attaque au moyen de produits compatibles avec l'exigence dimentionnelle des puces. En général, on fait usage d'acides halogénés plus particulièrement formulés à partir du fluor. Sur le tableau de l'annexe II nous avons énuméré quelques produits et principes adoptés pour le travail des semi-conducteurs.

A titre d'exemple, dans une note technique distribuée à SEMICON (Zurich – 12/ 14 sept. 1978) par Philip A. Hunt, la stade de l'attaque du Si O_2 s'effectue de la façon suivante :

1) développement et séchage de l'émulsion photosensible.
2) Prérinçage à l'eau désionisée.
3) Immersion ou aspersion avec une solution composée d'acide fluorhydrique (1 volume) et de fluorure d'ammonium (7 volumes)
4) Gravure à 25 °C/ ± 0,5 °C sans agitation. La vitesse de pénétration se situe à environ 1 000 A par mn. La gravure est optimum lorsque le dos des Wafers est débarrassé du Si O_2. A ce moment, prolonger l'opération pendant 30 s.
5) immersion en eau désionisée durant 5 mn.

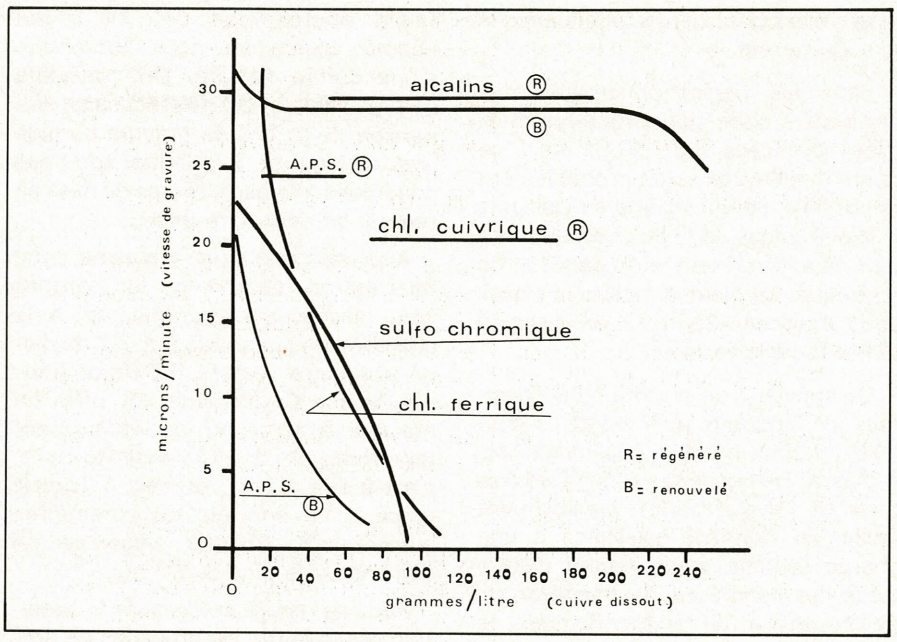


Fig. 5

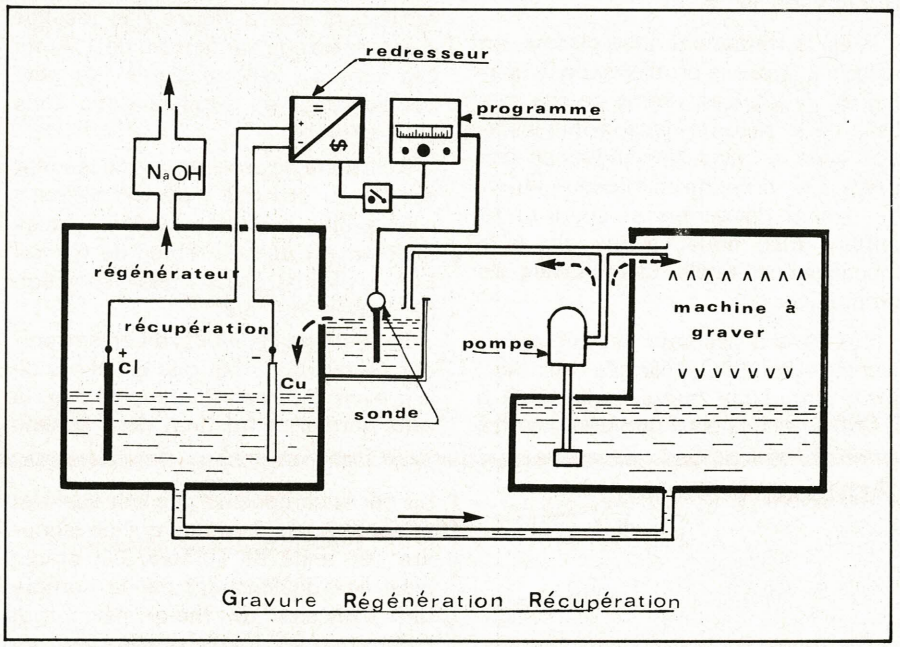


Fig. 6

6) Séchage sous flux d'azote.
7) Retrait du résist (dans le cas évoqué, « Waycoat HNR » négative).

En général les « etchants » sont additionnés de produits destinés à maintenir le pH à une valeur donnée. C'est ce que nos chimistes appellent « tamponné » et les Américains « buffered ».

Ce terme constitue l'un des facteurs qualificatifs des matériaux dits électroniques. Ils doivent faire l'objet d'attentions particulières de la part des fournisseurs, car la présence d'impuretés inorganiques peut avoir des effets catastrophiques sur les hautes concentrations métalliques présentes dans les couches de silicium et dérivés. Dans certains produits purs, non filtrés, on trouve encore en ppm (parties par million) une concentration non négligeable de particules métalliques.

Par exemple pour le fer :

- Peroxyde d'hydrogène 0,11 ppm.
- Acide nitrique 1,2 ppm
- Fluorure d'Ammonium 2 ppm.

On pourrait faire des constatations semblables pour le plomb, le chrome, le zinc. Lors des traitements thermiques de diffusion en MOS, CCD etc. et à la faveur de rinçages insuffisants, ces impuretés risquent de provoquer des modifications profondes des caractéristiques ainsi que des claquages.

2) La gravure à plasma

L'accroissement de la miniaturisation qui se poursuit, malgré un niveau déjà fort respectable, impose la recherche de moyens technologiques de plus en plus appropriés. Les produits ultrapurs à contexture moléculaire microscopique ne sont bientôt plus suffisants

et le « plasma-etching » gagne chaque jour du terrain.

Sans les perfectionnements des computers issus des structures intégrées avancées, LSI, VLSI etc. ! ce genre d'opération serait probablement impossible, ce qui signifie en clair que – l'électronique sert l'Electronique – de plus, la mise en œuvre du dépôt et de la gravure au plasma facilite le travail sous « process-Control » en « closed loop » (boucle fermée).

– Qu'appelle-t-on plasma ? En physique, on apprend qu'il s'agit « d'un milieu gazeux ionisé en équilibre, c'est-à-dire où les concentrations électroniques et ioniques sont sensiblement égales et donnent naissance à une charge spatiale pratiquement nulle. » Sous des conditions de température, de pression et de tension données, le gaz acquiert la faculté de « dissoudre » certains éléments.

Avec le traitement sous plasma, on résoud à la fois le problème de la qualité du produit en même temps que celui de la sécurité dans la manipulation avec, en plus, une réduction des coûts. Les produits chimiques « humides » sont dangereux et chers et se prêtent mal, nous l'avons dit, à la mécanisation totale des chaînes de fabrication.

Les films à découper en microélectronique (Si – Si O_2 – Si_3 N_4 – Al – Au... etc.) sont d'une finesse telle (500 à 5 000 A) que la sous gravure, même à faible pourcentage, (< 10 %) est encore prohibitive pour l'obtention d'une bonne fiabilité. On considère comme valables des tolérances de dispersion de ± 5 % en gravure humide (wet etching) et, à la limite, sous des conditions très particulières de mise en œuvre, on peut faire mieux.

Avec des réacteurs à plasma, type baril (barrel reactor), où les barques sont placées concentriquement à la chambre, on grave déjà à ± 2 % de dispersion entre Wafers. IPC (International Plasma Corp.) firme US, offre un réacteur à azote où les wafers sont reproduits à ± 1 % « run-to-run », c'est-à-dire d'une fournée à l'autre, grâce à un contrôle de paramètres auto-régleur. Chaque séquence ne demande pas plus de 20 mn.

Pour se rendre compte de la précision obtenue par les procédés de gravure au plasma, nous avons reproduit fidèlement sur la **figure 7** le résultat d'une opération sur film alu de 1,3 μm. Les « murs » sont pratiquement perpendiculaires au support donc sans sous-gravure.

Il est juste de préciser que ce résultat est dû au procédé « planar plasma » c'est-à-dire avec les wafers placés directement dans la région de formation du plasma, grâce à une disposition particulière du four.

Le système planar est dit anisotropique en raison du fait que la vitesse de la gravure du plasma est rapide dans le sens normal et très lent dans le sens

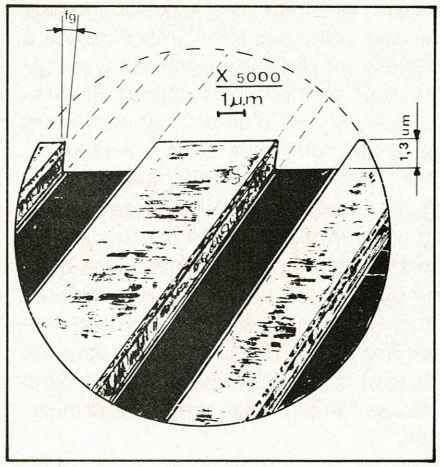


Fig. 7

latéral. Le système à chambre cylindrique, lui, est isotropique.

A titre d'exemple, on peut mesurer l'intérêt de telles exigences en se reportant aux figures 3 et 4 de la page 77 du n° 6 (article de Patrick Gueulle) qui représentent des coupes de puces dont la surface est inférieure au millimètre carré. Et ce sont des tracés simples ! Notons que la fabrication des masques s'effectue déjà depuis un certain temps par ce procédé.

3) Mode d'action des plasmas

Avec les réacteurs à plasma on peut ouvrir des fenêtres dans les dépôts les plus divers, y compris les couches diélectriques.

C'est à la fois un avantage et un inconvénient puisque, dans ce système, on doit tenir compte du fait que la protection (resist) peut subir une attaque en même temps que la couche à découper. Le résultat dépend donc

Annexe I

On appelle « copper-clad » l'assemblage d'une plaque isolante avec un feuillard de cuivre. Une société a pris le nom de « Metal Clad » pour désigner sa fourniture et c'est, en fait, cette dénomination qui devrait servir à la généralisation du terme.

Partant du verbe « to clothe » (action de se vêtir), les Anglo-Saxons ont appelé ainsi les stratifiés avec lesquels on fabrique les circuits imprimés. A l'origine, ils étaient composés de papier imprégné de résine phénollique et habillé de clinquant de cuivre, habituellement employé aux USA dans les arts décoratifs. Depuis, d'autres métaux ont été mis en œuvre (aluminium, nickel...) et, avec l'avènement des méthodes additives, on fabrique des plaques diélectriques nues auxquelles on donne le nom de « unclad » (sans habillement).

Il est admis que les stratifiés industriels (industrials laminates) sont définis par la composition de leur substrat et par le poids du métal qui les recouvre par unité de surface. On établit ainsi une qualification par le nombre de : « onces » de métal par « foot carré » (oz/ft^2). En divisant le poids par la densité puis par la surface on obtient l'épaisseur du recouvrement. Soit, pour le cuivre :

Poids		Epaisseur en μ	Tolérance en μ	
au ft^2	au m^2 en gr		+	–
1/8 oz	38	4,5	0,6	0,6
1/4 oz	76	8,8	0,9	0,9
1/2 oz	152	17,8	1,8	0,8
1 oz	305	35	10	5
2 oz	610	70	18	8
3 oz	915	106	15	15

1 oz = 1 ounce = 28,35 grammes
1 ft^2 = 1 square foot = 929 cm^2

La base des stratifiés courants est composée de papier, de coton ou de fibre de verre imprégnés aux résines synthétiques.

Les phénol-formol, crésol-formol, mélamine, polyester, polyépoxy et polyimide sont les produits les plus souvent employés. Toutefois, il existe une autre catégorie spéciale de supports polymères, dits fluorés, parmi lesquels on peut citer le Téflon (Du Pont), le Fluon (ICI) et l'Hostaflon (Hoest).

Annexe II

1) Produits chimiques pour l'électronique (etchants)

Nom commun	Formule	Matériel attaqué	Observations
Acide fluorhydrique dilué	$HF + H_2O$	Aluminium	SO_4H_2 ou NO_3H ou PO_4H_3
Acide chlorhydrique activé	$HCl + H_2O_2$	Chrome	
Acide nitrique dilué	$NO_3H + H_2O$	Cobalt	
Acide nitrique dilué	$NO_3H + H_2O$	Cuivre	Action rapide
Perchlorure de fer	$Fe\ Cl_3$	Sn/Pb-Cuivre-Alu	
Acide acétique dilué	CH_3COOH	Plomb	$+ H_2O$ variable
Soude caustique diluée	$Na\ OH$	Magnésium	$+ H_2O$ variable
Oxyde chromique	$Cr\ O_3$	Magnésium	
Acide fluoronitrique	HF/NO_3H	Nickel	
Acide fluoronitrique	HF/NO_3H	Si (rapide)	$NO_3H + HF + H_3PO_4$
Ac. fluoronitrique + Acétique		Si (lent)	$NO_3H + HF + CH_3CO_2H$
Acide acétobromique	$CH_3CO_2HBr_2$	Si (moyen)	
Eau régale	$HCl + NO_3H$	Or	à chaud
Eau régale	$HCl + NO_3H$	Palladium	à chaud
Eau régale	$HCl + NO_3H$	Titane	Dilué
AF 05-01 (1)	$NH_4F + HF$	$Si\ O_2$	0,15 μ/min à 20 °C
PES 50-12-02 (1)	$H_3PO_4 + NO_3H + CH_3COOH$	Aluminium	0,1 μ/min à 20 °C
SEF 08-03-01 (1)	$NO_3H + CH_3COOH + HCl$	Silicium	1 μ/min à 20 °C
SFP 52-22-20 (1)	$NO_3H + HF + PO_4H_3$	Silicium	3 μ/min à 20 °C
Fréon 14 (2) ou tétrafluorure de carbone	CF_4	Si-SiO_2-Si_3N_4 et diélectriques	$+ O_2 =$ } gaz pour
Tétrafluorure de silicium	SiF_4	Si-SiO_2-Si_3N_4 et diélectriques	$+ O_2 =$ } plasma etch

(1) Etchants prémixés fabriqués par « Merck » (Darmstadt)
(2) Marque de Du Pont.

2) Effets nocifs des produits et concentration limite dans l'air (T.L.V.)

Nom commun	Effets possibles	Concentration T. (voir texte)
Acide acétique	Corrosif et dangereux en présence d'oxydants - Lacrymogène	10 ppm
Acide chromique	Très corrosif - Puissant oxydant	0,1 mg/m³
Acide citrique	Allergique - Oxydant	
Acide fluoroborique	Corrosif et toxique, surtout les fumées	2,5 mg/m³
Acide chlorhydrique	Corrosif et irritant	7 mg/m³
Acide fluorhydrique	Très corrosif - Fumées très toxiques	2 mg/m³
Acide nitrique	Très irritant - Corrosif - Très oxydant	5 mg/m³
Acide sulfurique	Très corrosif pour la peau - Très oxydant	1 mg/m³
Sodium cyanure (N_aCN)	Poison déliquescent - Sel blanc provoquant des dermatoses	5 mg/m³
Soude caustique ou hydroxyde de sodium	Très corrosif et irritant	2 mg/m³
Carbonate de soude	Sel d'acide carbonique caustique et irritant (1)	
Chlorure de méthylène	Narcotique - Irrite les yeux - Dermatoses	500 ppm
Trichloréthylène	Narcotique - Dangereux pour les voies respiratoires	100 ppm
Trichloroéthane	Narcotique - Dangereux pour les voies respiratoires	350 ppm
Perchloréthylène	Toxique - Irrite les yeux - Dermatoses	100 ppm
Solvant Naphta	Toxique - Inflammable	200 ppm
Acétone	Narcotique - Inflammable	1000 ppm
Méthyl-Ethyl-Cétone (MEC)	Irritant - Inflammable	200 ppm
Cyclohexanone	Irritant - Inflammable	50 ppm

(1) Très dilué, il sert à neutraliser l'effet de nombreux acides.

de la différence des vitesses de pénétration, la découpe devant être terminée avant la dégradation du résist. De ce fait, le problème se situe au niveau de la nature et de l'épaisseur du film protecteur. La pratique rejoint ici la théorie puisque le film positif, plus coûteux toutefois, peut être appliqué sur des épaisseurs beaucoup plus importantes que le film à développement négatif.

C'est sur l'aluminium que le phénomène est le plus marqué car la vitesse de dégradation du photorésist étant seulement 4 fois plus faible que celle du métal, il est difficile de graver plus de 3 μm sous réserves négatives. En effet, leur application ne peut pratiquement pas dépasser 8 000 A, ce qui signifie qu'avec 3,2 μm d'alu on arrive à l'élimination du film protecteur.

Au contraire, avec le résist positif on peut étendre des couches de 2 μm et plus, ce qui permet de déposer des films d'aluminium bien au de delà de 3 μm avec des vitesses de pénétration de 2 000 A/mn (2 000 A = 0,2 μm).

Au récent « Semicon » de Zurich, six firmes américaines dont certaines sont représentées en Europe, quelques unes en France, proposaient des systèmes de gravure utilisant cette technologie, déjà connue en matière d'implantation des doping (phosphore, Arsenic, Boron etc.) Précisons que LFE Corp. fut un des précurseurs du procédé puisque, dans une note technique (n° 8 200 – TAI de novembre 1974) elle annonçait la mise en vente de son Four à « dry plasma etch » garantissant une uniformité de traitement à ± 1 %.

Selon la théorie de LFE, l'un des principaux avantages du « plasma etching » serait aussi la faculté de travailler sous température relativement basse (entre 100 et 250 °C). C'est vraisemblable, car de nombreuses « maladies » des circuits intégrés proviennent souvent des élévations de température au cours des étapes de la fabrication.

4) Les gaz ionisables

Dans l'état actuel de la connaissance scientifique, il semble que le gaz le mieux approprié pour la gravure sur wafers est le mélange tétrafluorure de carbone (CF_4)/oxygène, plus connu sous le nom commercial de « Fréon 14 ». Toutefois, on admet que des résultats équivalents sont obtenus avec le tétrafluorure de silicium ($Si F_4$) comme base. Outre-Atlantique, une sorte de polémique s'est engagée à ce sujet entre les spécialistes de LFE, International Plasma (IPC), Scientific Gas Products, Matheson Gas Products. Cette dernière société vient de mettre sur le marché un produit appelé « E. Gas 105 » qu'elle a mis au point avec IPC en partant du $Si F_4$ auquel on a ajouté un faible pourcentage d'ozone (o_2).

D'après les conclusions de LFE le $Si F_4$ est très toxique et très corrosif ; il possède un taux de gravure assez bas et coûte 3 à 4 fois plus cher que le CF_4 lequel est, de plus ininflammable.

Les indications données par Matheson aboutissent à des valeurs presque opposées. Selon les chiffres avancés par cette firme, le prix du CF_4/O_2 revient à 1,26 fois celui du E. Gas.

Malgré tout, il apparait que les possibilités des deux agents sont pratiquement équivalentes et que seule la toxicité du $Si F_4$, en présence d'humidité est à retenir car on provoque alors la naissance d'acide fluorhydrique qui, comme chacun sait, est particulièrement dangereux.

Les possibilités des systèmes électroniques, nous y reviendrons plus tard, autorise la réalisation de dosages propres à résoudre tous les problèmes et, en « plasma etching », plus que dans tout autre procédé. Les mérites de la spectrométrie de masse, alliés à ceux des microprocesseurs, permettent l'application des analyseurs de gaz résiduels. (RGA en appellation US). Le spectromètre quadripolaire analyse, avec une très grande précision (jusqu'à 10^{-6}), les paramètres V, p, C et Q (volume, pression, conductance, vitesse de pompage) caractérisant les effluents qui sortent de la chambre et transmet chaque signal correspondant à un moniteur qui optimise les commandes d'alimentation.

Dans certains cas, on peut également, selon un programme, commander le mixage propre au film à graver en partant de cellules de gaz : Oxygène, Argon, Azote, Helium, Boron, C F_4, $Si F_4$ etc., et passer d'un type de gravure à un autre, par simple manœuvre d'un contact sur le panneau de commande. M.R.C. distribue, sous la référence « MH 100 » un graveur planar sous plasma qui vient d'être présenté à SEMICON.

Quelques problèmes annexes

Nous ne serions pas complets si nous n'abordions pas le problème de l'environnement et de la sécurité dans l'emploi des substances dont nous venons de parler.

L'environnement collectif est maintenant soumis à une règlementation qui détermine les éléments qualitatifs auxquels doivent répondre les rejets en milieu naturel ou dans les réseaux d'assainissement. Nous traiterons par ailleurs des procédés et méthodes permettant de contrôler la conformité d'un effluent avec les normes imposées par les pouvoirs publics. Grâce à un système de dosage et d'épuration asservi à un ensemble de mesures (Process-Control), on peut laisser en fonctionnement automatique un mécanisme de recyclage des fluides avec rejets épurés ne portant pas atteinte à l'écologie.

Pour le moment, nous nous bornerons à évoquer la protection individuelle. Les produits de gravure ainsi que ceux utilisés pour le retrait des résines photosensibles peuvent, en effet, présenter des dangers pour les opérateurs.

Quelques fournisseurs de produits de gravure

Les firmes déjà citées dans le n° 5 (page 91) et dans le n° 7 (page 32) sont seulement mentionnées pour mémoire.

Produits prémixés

- Deltec (Siemens), 30, rue des Amandiers, 75020 Paris.
- Electrochemicals (Perma Etch), 751 Elm Street Youngotown, Ohio 44502 USA.
- Europrim.
- Fag Berag S.A., 118, avenue du Président-Wilson, 93230 Romainville.
- E. Merck Postfach 4119 D-6100 Darmstadt 1 Bundesrepubik Deutschland ; en France : 65/67, rue de la Victoire, 75009 Paris.
- Micro Image Technology (Isoform Etchant).
- PMO Continentale.
- Primelec, 10, avenue Jean-Jaurès, 92240 Malakoff.

Produits chimiques à usage électronique

- Gamma Labo, 268, avenue de la Capelette, 13010 Marseille.
- Labo Sciences, 6, rue Saint-Dominique, 75007 Paris.
- Prolabo, 12, rue Pelée, 75526 Paris Cedex 11.
- Radio M.J., 19, rue Claude-Bernard, 75005 Paris.
- Riedel de Haen (Hoechst France), 3, avenue du Général-de-Gaulle, Tour Roussel Nobel, 92800 Puteaux.
- Seppic Labo, 31, boulevard Gabriel-Péri, 95111 Sannois Cedex.
- Sochibo S.A., 3/5, rue Carnot, 92100 Boulogne-sur-Seine.

Les préparations aux chlorures (fer ou cuivre) sont assez peu dangereuses, sauf pour les yeux en contact direct et, bien sûr, s'ils sont ingérés ! Sur des plaies, ils risquent de provoquer des irritations qu'un simple lavage devrait éliminer.

Les solutions sulfochromiques par contre, attaquent la peau et surtout les muqueuses de façon assez violente et, après dessication, leur contact avec certains produits organiques peut allumer un feu. Le lavage avec une solution de carbonate de soude suffit en général pour neutraliser les projections corrosives.

Le persulfate d'ammonium n'est pas dangereux mais peut tout de même provoquer des allergies par contact avec la peau.

Les composés de mercure sont très dangereux et peuvent être absorbés par contact, inhalation ou ingestion; celle-ci provoque toujours des lésions graves et, sous certaines conditions, mortelles. Les préparations contenant des sels mercuriques doivent être signalées sur les emballages.

La plupart des agents de gravure alcalins dégagent des vapeurs irritantes mais peu nocives. Elles se manifestent spontanément et ne sont donc pas insidieuses... On se méfiera toutefois des produits alcalins séchés car, au contact de sel courant, certains peuvent exploser s'ils sont chauffés ou, tout simplement, soumis à un choc.

Le solvants employés pour le retrait des résist ou pour le nettoyage en général doivent être manipulés avec précaution car ils présentent **tous,** plus ou moins, un danger. Des règlementations sur ce point sont édictées et des formules peu toxiques élaborées pour les remplacer.

La présence dans l'air de vapeurs ou de particules de toutes les substances susceptibles d'entrer dans la fabrication des circuits imprimés ou intégrés doit être considérée comme suspecte, dès qu'elle atteint un degré déterminé. Les anglo-saxons appellent « threshold limite value » (T.L.V.) la valeur critique admissible pour certains éléments présents dans l'air ambiant.

Le conditionnement de l'air est généralement basé sur la concentration des particules nocives détectées, avec des dosages notablement inférieurs au T.L.V.

Le tableau de **l'annexe II** indique cette valeur pour quelques produits courants en technologie électronique.

Dans notre prochain article, nous exposerons les procédés de gravure, avec description des dispositifs utilisables.

P. LEMEUNIER

ETSF

ÉDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

COMPORTEMENT THERMIQUE DES SEMICONDUCTEURS RADIATEURS

par W. Sorokine

Tous ceux qui s'intéressent aux semiconducteurs savent que ces composants sont particulièrement sensibles à la température dans certains cas et qu'il est nécessaire de connaître leur comportement afin d'effectuer les corrections utiles.
Tous les détails pour le calcul des radiateurs dissipateurs de chaleur, indispensables pour le montage des semiconducteurs de puissance.

PRINCIPAUX SUJETS TRAITÉS :

Comportement des diodes, transistors, stabilisation thermique des diodes et des transistors. Refroidissement des diodes, des transistors de puissance. Calcul et utilisation des radiateurs.
Un volume broché de 152 pages, 120 schémas, format 15 × 21.
Prix : 50 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75480 PARIS CEDEX 10
AUCUN ENVOI contre remboursement. Port : jusqu'à 25 F : taxe fixe 3,50 F. De 25 F à 100 F : 15 % de la commande (+ 3,50 F Rdé). Au-dessus de 100 F : taxe fixe 18,50 F.

ETSF

EDITIONS TECHNIQUES & SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

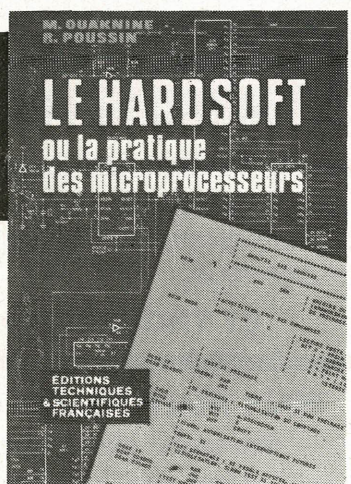
LE HARDSOFT

« La pratique des microprocesseurs » est un ouvrage d'initiation et de formation particulièrement destiné aux électroniciens et informaticiens non spécialistes.

PRINCIPAUX CHAPITRES

Principes généraux. Fonctionnement et jeux d'instruction d'un système construit autour d'un microproceeur 8080 A. Techniques de programmation par de nombreux exemples. 3 applications réelles avec schémas et programmes. Fonctionnement des dernières nouveautés : le 8048, le Z 80, la 3e génération. Le 8086, la 4e génération ?

En vente chez votre
LIBRAIRE HABITUEL ou à la LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque 75480 PARIS Cedex 10



de OUAKNINE et POUSSIN
2e Edition augmentée

Les professionnels y trouveront avec profit des programmes à usage général et des schémas d'applications ainsi que des « astuces » utiles.

Un volume broché de 254 pages, format 15 x 21. 98 schémas et tableaux, couverture couleur.

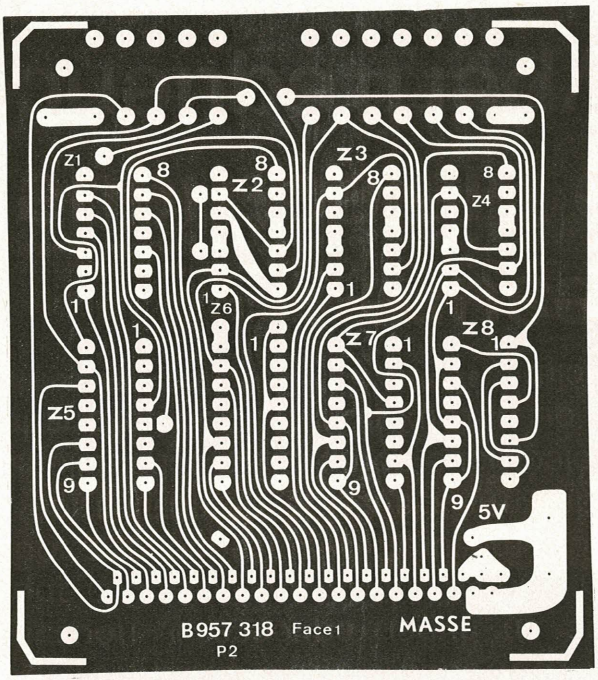
NIVEAU 3 ***PRIX 28 F***
Techniciens supérieurs et dépanneurs

Commandes libraires : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS Cedex 19

ELECTRO-CONCEPT S.A.

CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

Siège Social, 25 route d'Orléans
45610 CHAINGY
ORLEANS - Tél. : (38) 80.68.43



— Fabrique industrielle de tout circuit imprimé professionnel classique simple et double face.

ET TROUS METALLISES

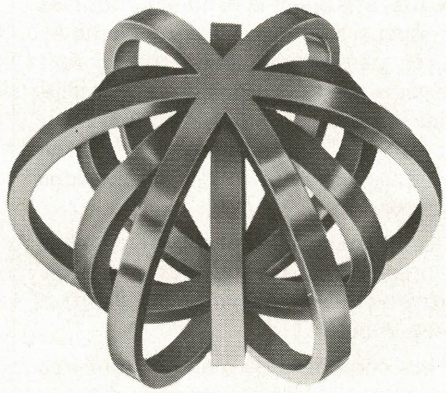
TOUS TRAITEMENTS

— Marquage blanc, jaune, noir, bleu, etc.
— Epargne vert, vert mat, incolore mat
— Connecteurs nickel plus or jusqu'à 15 microns
— Etamage rouleau à chaud.

ETUDES :

Nous prenons à notre charge l'étude ainsi que le câblage complet en armoire avec fabrication de l'ensemble par notre associé « Ets ATCOM », 47, rue d'Ambert, 45000 Orléans. Tél. : 86.19.41.

— Nous avons de nombreuses références, très sérieuses.
— Nos délais sont très courts.



Point de départ de nouveaux marchés.

salon international des
composants électroniques 79

PARIS
2 au 7 avril
Porte de Versailles de 9h à 18h

Tous les composants électroniques
+ appareils de mesure,
matériaux et produits
+ équipements et méthodes
pour la fabrication et
la mise en œuvre des composants.

Invitation sur simple demande
S.D.S.A. 20, rue Hamelin
F 75116 Paris
Tél. 505.13.17 - Télex 630.400 F

Publi-Service Campbell-Ewald

Entre 255 et 1305 Francs (selon modèles et quantités)

il y a sûrement parmi les 52 modèles

d'alimentations d'équipements

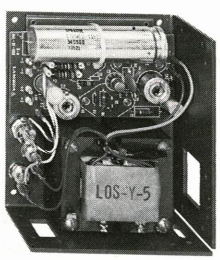
sur châssis

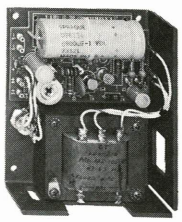
série LO

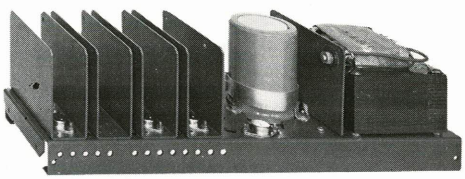
LAMBDA
ELECTRONIQUE

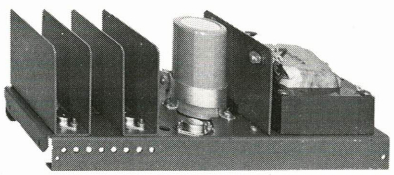
celui qui vous convient

Qualité

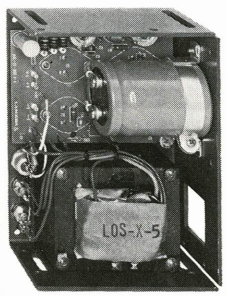


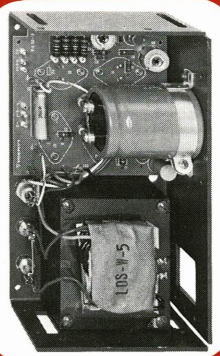






Prix





Pour en savoir plus sur les alimentations sur châssis ouvert, ainsi que sur nos autres alimentations et nos composants, retournez la carte-information ci-dessous complétée à LAMBDA B.P.77 - 91403 ORSAY-Cédex.

CARTE - INFORMATION

à retourner complétée et affranchie à :

LAMBDA
ELECTRONIQUE
B.P. 77
91403 ORSAY-Cédex

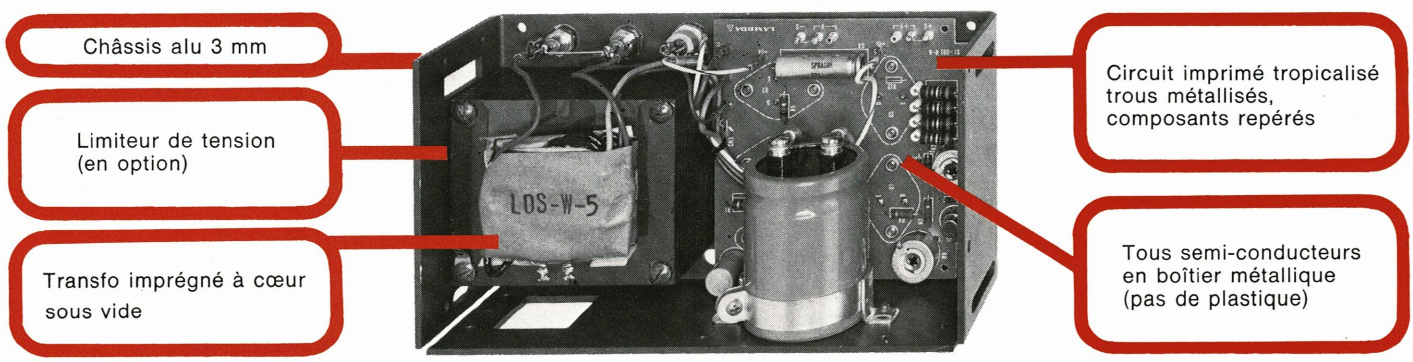
Les caractéristiques, qualités et prix
des alimentations d'équipements
sur châssis
série LO

LAMBDA
ELECTRONIQUE

opp conseil 1212

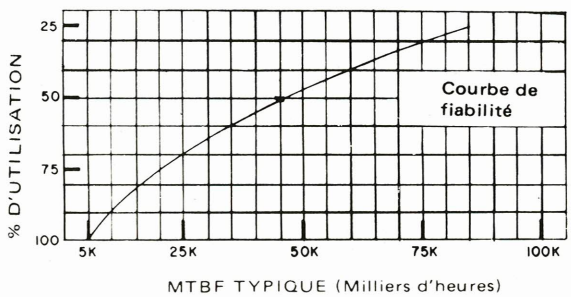
résultent des moyens de production et de contrôle industriels importants mis spécialement en œuvre par LAMBDA pour cette série (notamment d'une unité de 3500 m²).

6 boîtiers - 52 modèles - 1 _ 2 ou 3 voies



MTBF typiques :

Utilisation à	90 % du courant autorisé pour la température réelle ambiante :	10.000 heures
	80 %	15.000 heures
	60 %	33.000 heures
	50 %	45.000 heures



CARTE - INFORMATION

(Ecrire lisiblement S.V.P.)

EA

M .....

Entreprise .....

Service ..... Fonction .....

Adresse ..... Tél. ..... Poste .....

Désire recevoir gratuitement et sans engagement, une documentation technique complète avec prix sur :

☐ Les alimentations sur châssis ouvert Série LO et les autres alimentations Lambda (Vol. 1)

☐ Les composants Lambda : Régulateurs - Darlington - Limiteurs de tension - Transistors commutation - Redresseurs (Vol. 2)

☐ La visite d'un ingénieur Lambda pour le problème suivant : .....

.....

Analyse

Le plus souvent, l'électronicien essaiera de trouver des moyens susceptibles de réduire ou d'éliminer l'effet désastreux du bruit dans les équipements.

Mais la connaissance de la structure et de la composition du bruit a permis d'en exploiter les propriétés.

Le bruit électronique et sa mesure

Dans une première partie, l'auteur tente une approche physique du phénomène « bruit » en exposant les connaissances élémentaires sur les problèmes de la caractérisation théorique et expérimentale du bruit.

Après avoir très rapidement passé en revue les générateurs de bruit usuels, la seconde partie traite de la mesure de la valeur efficace d'un signal de bruit, en s'intéressant plus particulièrement à un procédé oscilloscopique dit « à brillance tangentielle » dont les mérites et les limitations sont comparés à la méthode classique, faisant appel à un voltmètre de valeur efficace vraie.

En appendices, on trouvera la justification mathématique de la méthode oscilloscopique, ainsi que l'évaluation théorique du degré de précision qu'elle permet d'atteindre.

Une liste de références bibliographiques permettra au lecteur de se documenter plus en détail sur le sujet traité.

Tout système physique est le siège de fluctuations aléatoires de charges électriques.

Du fait du mouvement désordonné de ces charges (agitation thermique des porteurs libres de charges électriques), le système – dans le cas le plus élémentaire, une simple résistance – peut être considéré comme un ensemble d'**un très grand nombre** de générateurs que nous appellerons « sources de bruit » **(fig. 1)**.

Examen des oscillogrammes de bruit

Le signal de bruit est tel que sa valeur instantanée varie aléatoirement dans le temps.

Considérons n sources bruit, et enregistrons les tensions $u_1(t)$, $u_2(t)$,... $u_n(t)$ à variation aléatoire produites **(fig. 1 b)**.

Le signal de bruit total $u(t)$ s'exprime par la relation :

$$u(t) = \sum_{1}^{n} u_n(t) \qquad (1)$$

avec $n \longrightarrow \infty$.

L'examen des « oscillogrammes » de la **figure 1 b** montre que :

– les fonctions $u_1(t)$ ... $u_n(t)$ ne présentent aucune périodicité ;

– il s'avère impossible de prévoir, à coup sûr, quelle valeur et quelle forme (allure) revêtira le signal fluctuant $u(t)$ à un instant t_1, postérieur à l'instant d'observation t_0 auquel sa valeur était : $u(t_0) = \sum_{1}^{n} u_n(t_0)$

– les fonctions $u_1(t)$ ... $u_n(t)$ ont autant de chances de prendre une valeur positive donnée, que la valeur opposée, ce qui permet de prévoir que sa « moyenne dans le temps » sera nulle pour T tendant vers l'infini, soit :

$$u(t) = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{1}^{n} u_n(t) \cdot dt = 0$$

pour $T \longrightarrow \infty$.

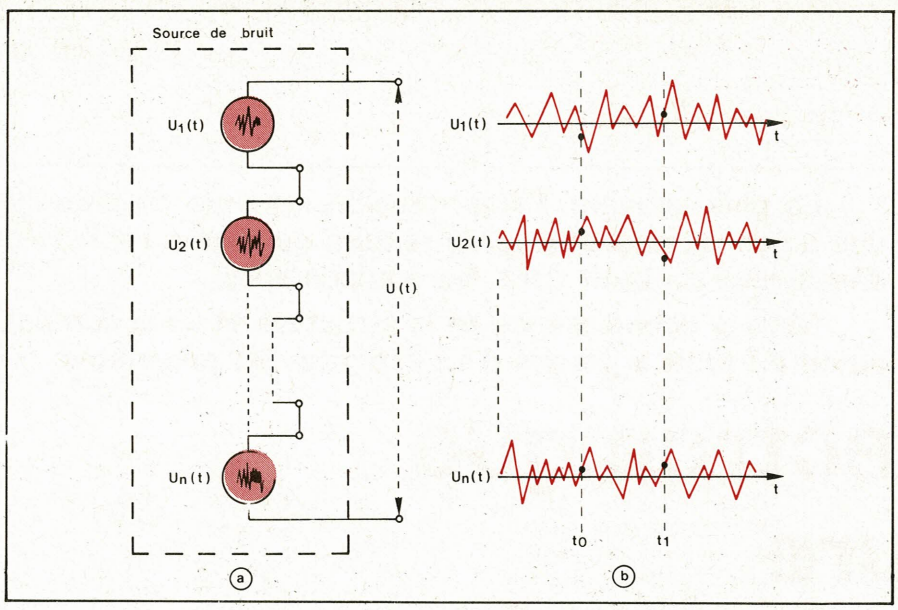


Fig. 1. – Une source de bruit, assimilée à un grand nombre de générateurs de tensions à variation aléatoire.

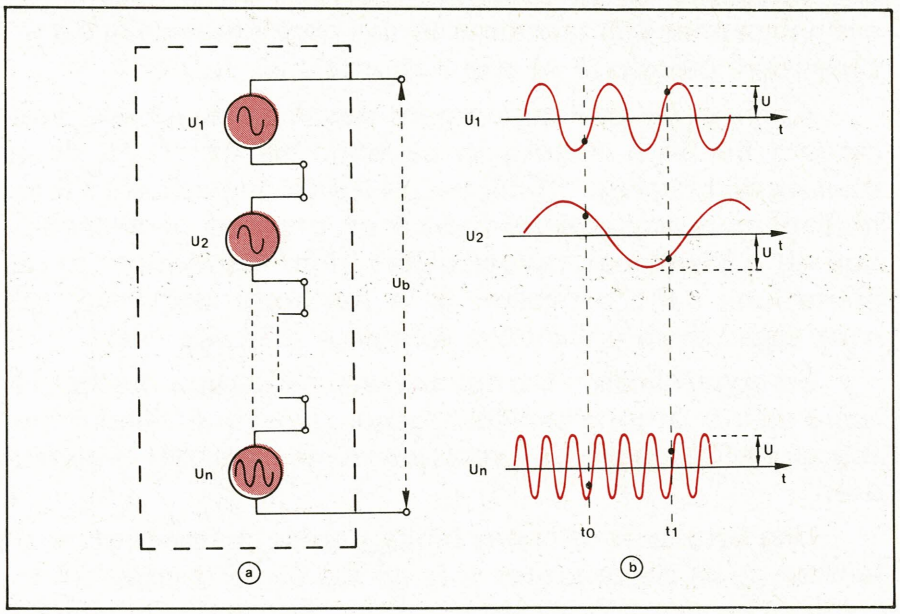


Fig. 2. – Schéma équivalent comportant un grand nombre de sources de tensions sinusoïdales de même amplitude mais avec des phases à l'origine incohérentes.

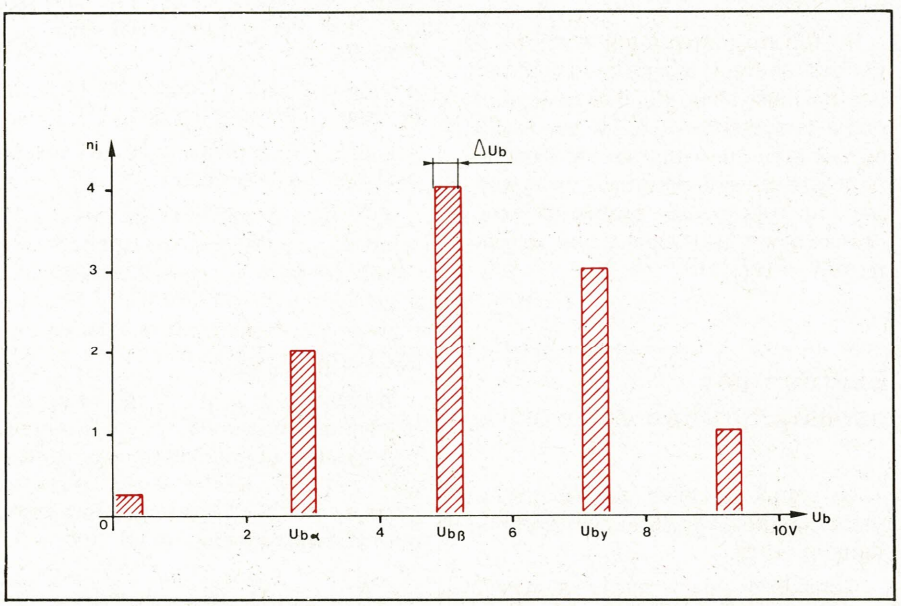


Fig. 3. – Le nombre de fois n_i qu'une composante d'amplitude donnée se présente à un instant donné, sur un nombre réduit n_o d'échantillons.

– enfin, tous les rythmes de variation, c'est-à-dire toutes les fréquences instantanées depuis f = 0 jusqu'à f = ∞ sont également possibles et également probables.

Nous pouvons même substituer à la représentation de la **figure 1** un schéma équivalent de n sources de tensions sinusoïdales d'amplitude U **(fig. 2)** mais de fréquences s'étendant de zéro à l'infini (pratiquement, jusqu'à la fréquence qui limite la bande passante B du système d'observation), mais avec des phases à l'origine incohérentes, soit :

$$u_b = \sum_0^n U\,[\sin(n \,.\, \Delta\omega\, t) + \varphi_n] \qquad (1')$$

avec $n\,\Delta\omega \longrightarrow 2\pi B$.

L'expression (1') fait déjà apparaître le spectre de fréquences constant dont il sera question au paragraphe 3.

Si la tension de bruit agit aux bornes d'une résistance, elle y développera une puissance :

$$P_b = \frac{\overline{U^2}_{eff.}}{R}$$

avec $\overline{U^2}_{eff}$ = le carré de la valeur efficace moyenne
= moyenne des carrés de la tension aux bornes de la résistance, soit :

$$\overline{U}^2_{eff} = \sum_1^n U^2_{neff} \qquad (2)$$

Avec la représentation du signal de bruit considéré comme la résultante d'un grand nombre de sources sinusoïdales d'amplitude finie U constante mais de fréquences réparties de manière continue dans une bande B donnée, nous pouvons encore écrire la relation :

$\overline{U}^2_{beff} = [n \,.\, U^2_{eff}]$ avec $n \longrightarrow \infty$.

d'où

$$U_{eff} = \frac{\overline{U}_{beff}}{\sqrt{n}} \qquad (3)$$

et

$$U = \sqrt{2}\, U_{eff} = \sqrt{\frac{2}{n}}\, \overline{U}_{beff}$$

Loi de distribution de la fonction de bruit

La nature désordonnée de chacune des courbes de la **figure 1 b** ne nous empêche cependant pas de soumettre celles-ci à un « principe de classification ».

La mathématique qui s'attache à ces fonctions aléatoires est évidemment celle de hasard, donc des statistiques et des probabilités *(Bibl. 2 et 3)*.

S'il est impossible de prédire la valeur que prendra la fonction u(t) à un instant futur, on peut du moins évaluer la **probabilité** pour qu'elle ait, à un instant quelconque, une valeur résultante $\overline{U}_b$ avec une plage d'erreur ΔU_b.

1) Quelques notions élémentaires de statistique

Si l'on considère uniquement les **amplitudes** de U_b (donc, sans tenir compte du signe), on peut aisément admettre que la probabilité de trouver des amplitudes nulles sera faible ; de même, il sera peu probable que l'on trouve des amplitudes très élevées.

La majorité des amplitudes se trouveront distribuées autour d'une valeur moyenne $\overline{U_b}$.

Portons dans un premier diagramme **(fig. 3)** le nombre de fois n_i de façon à ce que la valeur des n_0 composantes $u(t_1)$ échantillonnées (par exemple $n_0 = 10$) sur l'ensemble des n sources de tensions aléatoires, se trouve comprise dans une tranche ΔU_{bs} autour des valeurs $U_{b\alpha}$, $U_{b\beta}$, $U_{b\gamma}$,...

Ce diagramme montre que c'est la valeur $U_{b\beta}$ qui se présente le plus souvent ($n_i = 4$ par exemple, pour $U_b = U_{b\beta}$) ; les valeurs inférieures à $U_{b\alpha}$ et supérieures à $U_{b\gamma}$ sont moins fréquentes.

La moyenne arithmétique des n_0 valeurs échantillonnées se calcule par la relation :

$$\overline{U_b} = \frac{1}{n0} \sum_{1}^{n} U_{bn} \qquad (4)$$

Dans le cas de la **figure 3**, $\overline{U_b} = 5{,}6$ V.

Si le nombre n_0 d'échantillons augmente, le nombre n de sources étant lui-même très grand, et si l'on était en mesure de prendre toutes les moyennes des échantillons et de les disposer encore par catégories (tranches ΔU_b) comme nous l'avons fait plus haut, nous trouverons un diagramme comme celui de la **figure 4,** dont le contour s'arrondit pour prendre une forme symétrique, centrée sur la valeur moyenne U_b.

En divisant chaque ordonnée n_i par le nombre n_0 total des échantillons, la courbe enveloppe ne change pas d'aspect, mais il est évident que son sommet correspondra alors à :

$$\frac{n\,(max)}{n_0}$$

nombre abstrait toujours inférieur à l'unité **(fig. 5).**

2) La distribution « normale » ou gaussienne

Dans le cas des **figures 4 et 5,** nous dirons que les composantes du signal de bruit ont des amplitudes distribuées « normalement » autour de la valeur moyenne $\overline{U_b}$.

La courbe « en cloche » obtenue s'appelle **« courbe de Gauss »** : la tension de bruit présente une **distribution gaussienne.**

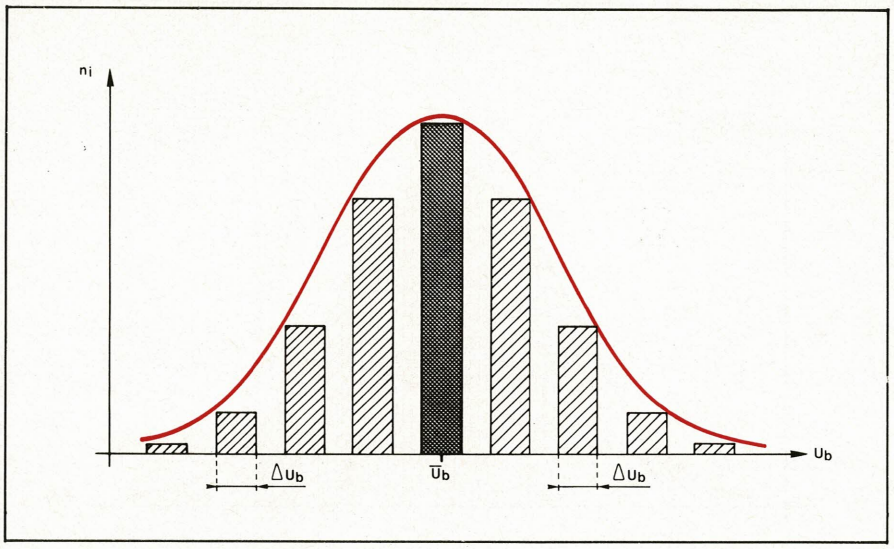


Fig. 4. – Si le nombre d'échantillons augmente, le contour s'arrondit et devient symétrique, centré sur la valeur moyenne U_b.

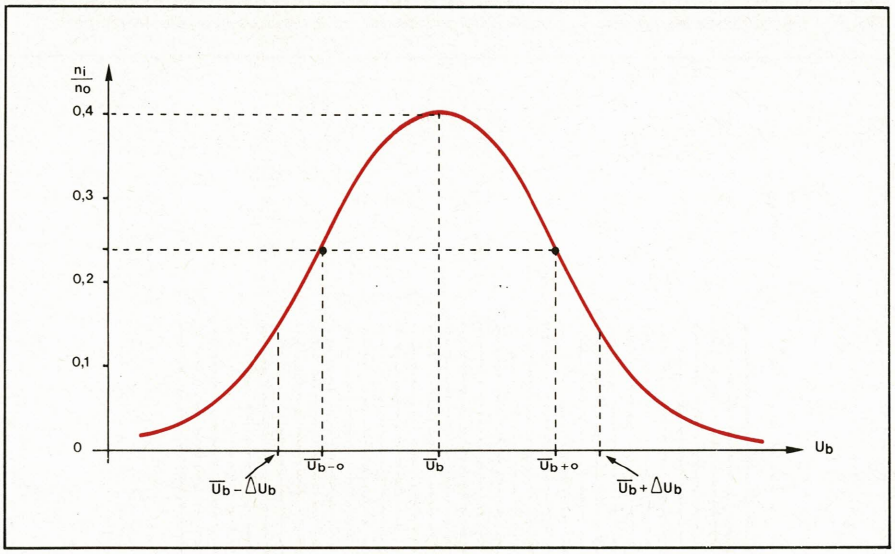


Fig. 5. – Même courbe que la figure 4, mais en ordonnées réduites n_i/n_o.

L'intérêt porté aux variables aléatoires gaussiennes et, par suite, aux processus gaussiens est justifié par la **loi des grands nombres** (ou théorème de tendance vers la loi de Gauss) qui peut s'énoncer d'une manière simple en disant que la distribution de la somme d'un grand nombre de variables aléatoires indépendantes tend vers la loi de Gauss.

Le signal de bruit qui nous intéresse peut être considéré comme stationnaire dans la gamme temporelle des mesures, et ses propriétés statistiques sont invariantes dans tout changement de l'origine des temps.

Dans le cas de la **figure 5,** nous voyons que 40 % environ des composantes du signal de bruit ont une amplitude proche de la valeur moyenne $\overline{U_b}$. Nous pouvons encore dire que le bruit considéré est une **fonction aléatoire centrée.**

Du fait que les moyennes des échantillons suivent ce tracé « normal » (toujours pour un grand nombre de sources aléatoires incohérentes et un grand nombre d'échantillons), on peut faire certaines **prévisions mathématiques,** simplement en interprétant la **« courbe de Gauss normalisée »** et son expression mathématique

$$F(U_b) = \frac{n_i}{n_0} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \Sigma^{-\frac{(U_b - \overline{U_b})^2}{2\sigma^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \Sigma^{-\frac{\Delta U^2_b}{2\sigma^2}} \qquad (5)$$

qui nous est fournie par le calcul des probabilités, et dans laquelle :

- σ^2 = la moyenne dans le temps de $u^2(t)$ = moyenne quadratique ou **variance**
- σ = l'écart-type des moyennes de l'échantillon, qui a donc la dimension d'une tension au même titre que U_b.

Cette courbe montre aussi que la probabilité d'observer une amplitude U_b décroît rapidement lorsque celle-ci s'écarte de la valeur moyenne $\overline{U_b}$.

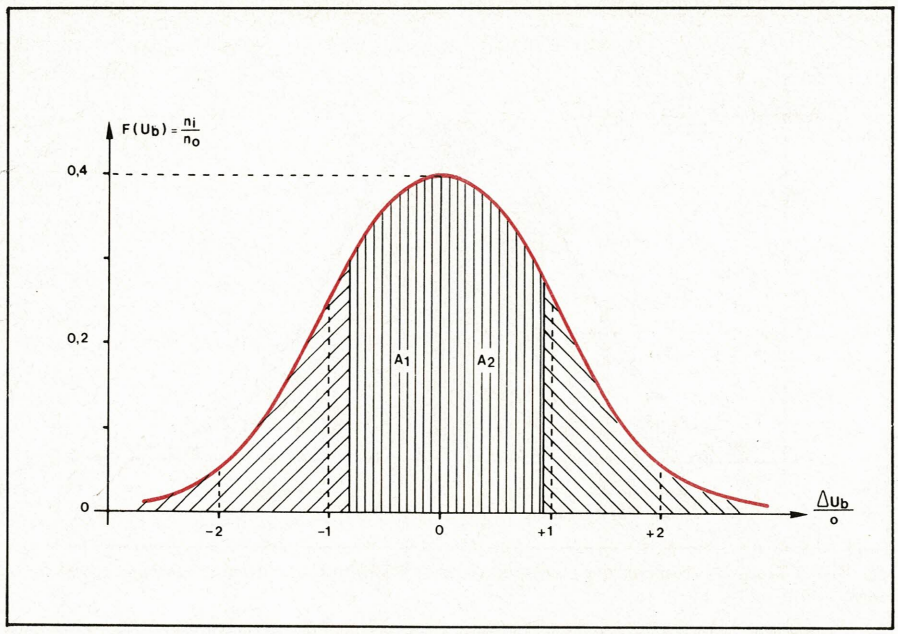


Fig. 6. – La courbe de distribution « normale » ou gaussienne, en ordonnées et abscisses réduites.

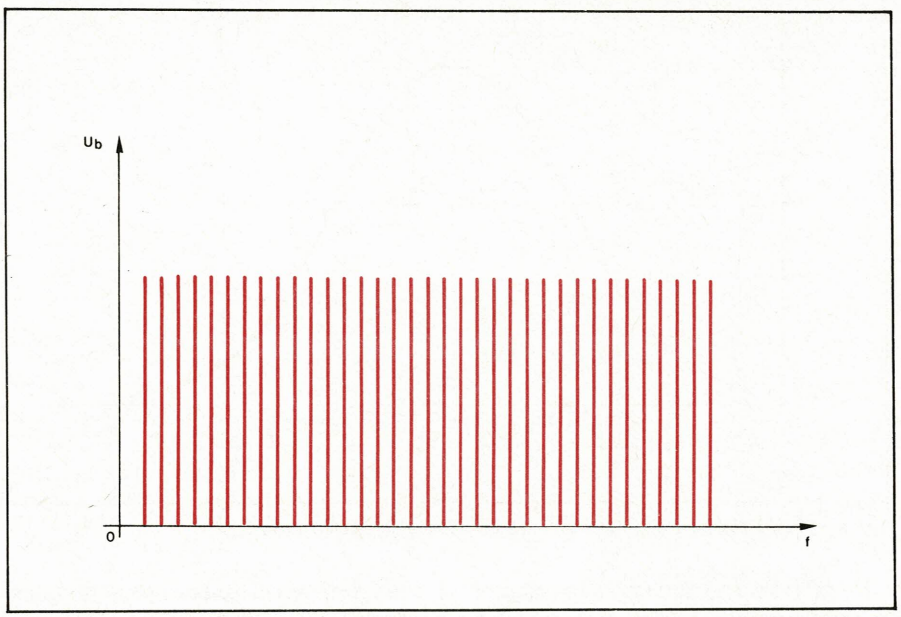


Fig. 7. – Spectre de fréquences d'un bruit blanc.

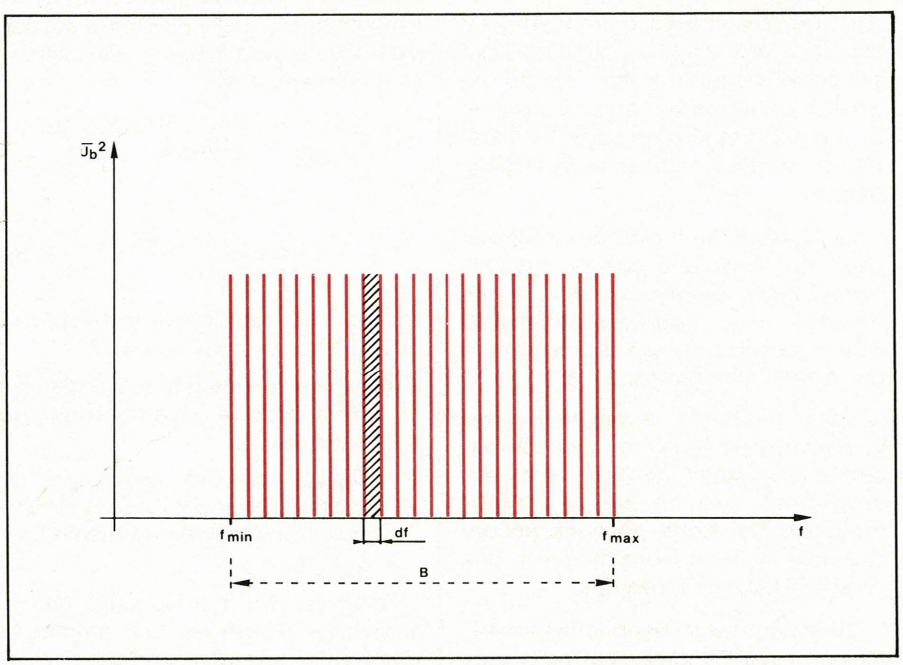


Fig. 8. – La puissance de bruit dans une bande B limitée par les fréquences extrêmes f_{min} et f_{max}.

La probabilité de trouver une valeur instantanée comprise entre U_b et $(U_b + d\,U_b)$ s'exprime par :

$$\frac{F(U_b)}{\sigma}\, d\,U_b = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{U_b^2}{2\sigma^2}\right) . d\,U_b \quad (6)$$

L'équation (5) est représentée par la courbe de la **figure 6** dans laquelle on a substitué à l'abscisse U_b, la valeur réduite normalisée : $\frac{U_b - \overline{U}_b}{\sigma} = \frac{\Delta U_b}{\sigma}$,

soit donc encore

$$F(U_b) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \Sigma^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta U_b}{\sigma}\right)^2}$$

On remarquera que σ n'est autre chose que la déviation ou l'écart-type par rapport à la valeur moyenne $\overline{U}_b$ qui correspond aux points d'inflexion de la courbe de distribution gaussienne. (Il suffirait pour cela de calculer la valeur de ΔU_b qui annule la dérivée seconde de $F(U_b)$, ce qui conduit à :

$\sigma^2 = \Delta U^2_b$ soit : $\Delta U_b = \sigma$.

Notons en passant que pour $\Delta U_b = 0$, soit $U_b = \overline{U}_b$:

$$F(U_b) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} = 0{,}3989 \simeq 0{,}4$$

ce qui indique bien que 40 % des composantes du signal de bruit ont une amplitude égale à la valeur moyenne U_b.

L'aire comprise entre la courbe gaussienne normalisée et l'axe des abscisses $\Delta U_b/\sigma$ est donnée par

$$A = A_1 + A_2 = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta U_b}{\sigma}\right)^2\right] . d\left(\frac{\Delta U_b}{\sigma}\right)$$

et est égale à l'unité.

Dans l'intervalle (– 1) à (+ 1), A = 0,6826 = 68,26 %, ce qui signifie que 68,26 % de toutes les valeurs mesurées se trouvent dans la plage $(\overline{U}_b - \sigma)$ à $(\overline{U}_b + \sigma)$, et que par conséquent 31,74 % des valeurs mesurées se retrouvent en dehors de cette plage : 15,87 % en dessous de $(U_b - \sigma)$ et 15,87 % au-dessus de $(\overline{U}_b + \sigma)$. L'étude de l'expression (5) montre encore que 95,44 % des valeurs se trouvent dans la plage $(\overline{U}_b - 2\sigma)$ à $(\overline{U}_b + 2\sigma)$.

La **photo A** montre l'oscillogramme d'un bruit blanc à distribution gaussienne.

Bruit blanc et bruit coloré

Comme nous l'avons fait observer au début de cet article, l'analyse des oscillogrammes de bruit montre que les composantes du signal peuvent

avoir toutes les fréquences, de zéro à l'infini, et que celles-ci sont toutes également possibles et probables.

Le spectre de fréquences d'un tel signal de bruit est par conséquent constant et continu sur toute l'étendue des fréquences **(fig. 7)**.

Pour un tel bruit, la puissance (proportionnelle au carré de U_b) dans une gamme de fréquences donnée ne dépend pas de la place de cette bande de fréquence sur toute l'étendue possible du spectre.

On dira que l'on est en présence de **bruit blanc** si toutes les fréquences s'y retrouvent.

Pratiquement, un tel bruit n'existe pas, mais on parlera généralement de **bruit blanc** en considérant un bruit gaussien (*) de densité spectrale constante dans la bande de fréquences B utile des systèmes considérés. (Des systèmes à bande passante infinie sont impossibles à réaliser)

Un bruit est dit **« coloré »** si certaines fréquences sont absentes :

– la présence des plus basses fréquences nettement prépondérantes sur les fréquences élevées façonne un **bruit rose ;**

– un signal de bruit qui comporte en majorité des composantes de fréquences élevées, et dont les basses fréquences seraient absentes, est un **bruit bleu.**

Ces dénominations viennent d'une analogie avec la lumière : la lumière blanche comprend toutes les couleurs (fréquences ou longueurs d'onde correspondantes).

Si l'on filtre les longueurs d'onde les plus basses, c'est-à-dire, les fréquences élevées, on enlève du bleu et la lumière prend une coloration rose ; le filtrage des longueurs d'onde les plus élevées (fréquences basses) donne une coloration bleue.

De même donc, un bruit donc la densité spectrale énergétique n'est pas constante, est dit **bruit coloré.**

(*) Bruit blanc et bruit gaussien ne sont pas synonymes. Un bruit peut avoir une distribution gaussienne, tout en étant coloré. De même, un bruit blanc n'a pas nécessairement une distribution gaussienne. Ainsi par exemple, un bruit blanc gaussien peut avoir une distribution non gaussienne après passage dans un amplificateur non-linéaire, atténuant par exemple fortement les alternances négatives. La photo B montre l'aspect de l'oscillogramme d'un bruit non gaussien mesuré à la sortie d'un amplificateur non linéaire.

La valeur efficace moyenne d'une tension de bruit

La moyenne dans le temps d'un bruit blanc (de densité spectrale indépendante de la fréquence et à distribution gaussienne) est nulle.

Mais si une tension de bruit est présente aux bornes d'une résistance R, une « puissance quadratique de bruit » $\overline{P}_b$ y est développée, qui peut s'exprimer par la relation :

$$\overline{P}_b = \frac{\overline{U^2}_{b\ eff}}{R} = \frac{\Sigma\ \overline{U^2}_{n\ eff}}{R}$$

Dans cette expression, $\Sigma\ \overline{U^2}_{n\ eff}$ est la somme des carrés des valeurs efficaces des composantes de fréquences $f_1, f_2 \ldots f_n$, comprises dans la bande de fréquences $B = f_{max} - f_{min}$.

Plus la bande B est étendue, plus grande sera la puissance P_b, et dans le cas (purement hypothétique !) d'un spectre illimité ($B \to \infty$), P_b tendrait vers l'infini en même temps que B.

La puissance de bruit moyenne dans une bande B limitée par les fréquences extrêmes f_{min} et f_{max} est mesurée par la surface du spectre de puissance, comprise entre ces deux fréquences extrêmes (voir **fig. 8),** soit :

$$P_b = \frac{\overline{U^2}_{b\ eff}}{R} = N \int_{f\ min}^{f\ max} d\ f$$

$$= N\ (f_{max} - f_{min}) = N.B. \qquad (7)$$

N ayant la dimension d'une énergie.

Nous en déduisons l'expression de la valeur efficace moyenne de la tension de bruit :

$$\overline{U}_{b\,eff} = \sqrt{N\ .\ B\ .\ R} = K\ \sqrt{B} \qquad (8)$$

K étant une constante de proportionnalité.

Cette relation montre que la valeur efficace moyenne d'un bruit blanc est proportionnelle à la racine carrée de la bande passante du système d'observation.

Largeur de bande effective

La courbe de transmission d'un système de mesure de bruit n'aura évidemment jamais la forme rectangulaire idéale.

Il nous faudra donc définir une « largeur de bande effective » en partant de la caractéristique de transmission réelle a(f), fonction de la fréquence **(fig. 9),** soit :

$$B = \frac{1}{a_{max}} \int_o^\infty a\,(f)\ .\ d\ f \qquad (9)$$

Ceci revient pratiquement à substituer à la courbe de transmission expérimentale, une courbe idéale rectangulaire délimitée par les fréquences f_B et f_H, pour laquelle la transmission reste constante et égale à a_{max}.

Dans le cas des systèmes à large bande, la largeur de bande effective B définie par l'équation (9) est très voisine de la « bande passante standardisée » à – 3 dB (affaiblissement en puissance de 50 %).

Lorsque la courbe de bande passante est produite par un ou plusieurs circuits sélectifs (cas des amplificateurs sélectifs HF), la valeur de B sera supérieure à $B_{(-3\ dB)}$. On peut calculer que pour un circuit accordé la bande passante effective B vaut 1,52 celle qui correspond à une atténuation de 3 dB. *(Bibl. 1)*

Si nous mesurons la valeur efficace moyenne de la même source de bruit, à l'aide de deux indicateurs de bande passante respectivement B_1 et B_2, les valeurs affichées $\overline{U}_{b1\,eff}$ et $\overline{U}_{b2\,eff}$, sont telles que :

$$\overline{U}_{b1\,eff} = K\ \sqrt{B_1}$$

$$\overline{U}_{b2\,eff} = K\ \sqrt{B_2}$$

d'où :

$$\overline{U}_{b2\,eff} = \overline{U}_{b1\,eff} \sqrt{\frac{B_2}{B_1}} \qquad (10)$$

Les générateurs de bruit

La connaissance de la structure et de la composition du bruit a permis d'en exploiter les propriétés qui résident dans sa nature même, résultat du mouvement désordonné des charges électriques associées aux électrons.

On distingue essentiellement les deux aspects suivants :

– Le spectre de fréquences d'un signal de bruit électronique peut s'étendre des fréquences très basses, correspondant aux fluctuations lentes des électrons dans un conducteur, jusqu'aux hyperfréquences, correspondant aux temps de transit des sauts d'électrons dans les molécules.

Un générateur de bruit blanc fournira donc des signaux répartis dans une très large bande de fréquences.

– Une source de bruit fournit des impulsions électriques aléatoires. Etant donné que les charges libres qui produisent le bruit possèdent des vitesses à variation aléatoire, les amplitudes des impulsions électriques correspondantes seront soumises aux mêmes variations aléatoires.

Dans le présent paragraphe, nous passerons très rapidement en revue quelques types de générateurs de bruit.

1) La résistance chaude

Une résistance métallique chaude (lampe à filament de tungstène chaud) constitue une source de bruit blanc. La f.é.m. de bruit est réglable par la température du fil, chauffé par un générateur de courant variable.

Les températures nécessaires pour obtenir des valeurs de tension de bruit pratiquement utilisables sont le plus souvent prohibitives, et si l'on désire

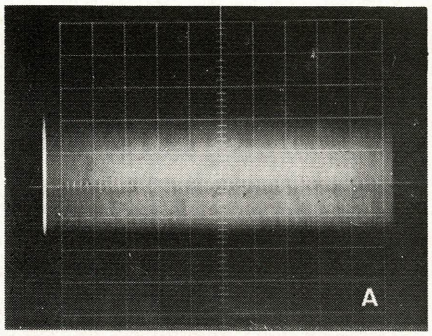


Photo A. – Oscillogramme d'un bruit blanc à distribution gaussienne (50 mV/div. ; 0,2 ms/div.).

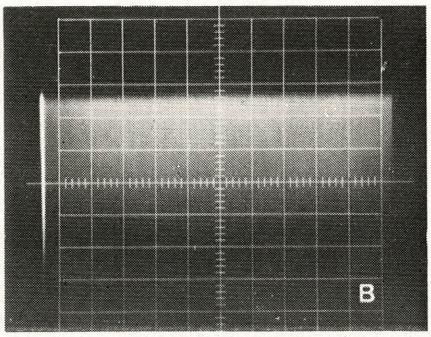


Photo B. – Un bruit blanc non gaussien avec U^{+}_{bc} = 110 mV et U^{-}_{bc} = 225 mV (50 mV/div. ; 0,1 ms/div.).

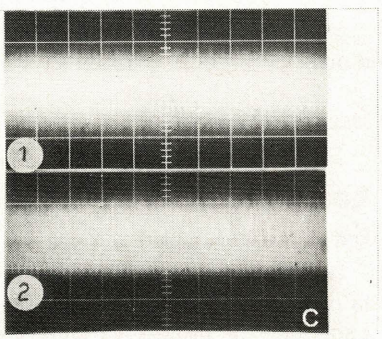


Photo C. – 1) Oscillogramme d'un signal de bruit obtenu avec une brillance de trace maximum.
2) Oscillogramme du même signal, mais à brillance réduite (50 mV/div. ; 0,2 ms/div.).

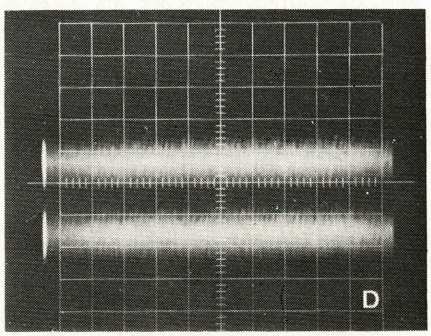


Photo D. – Les deux oscillogrammes, obtenus en mode « alterné », sont séparés par une « bande noire » (50 mV/div. ; 0,2 ms/div.).

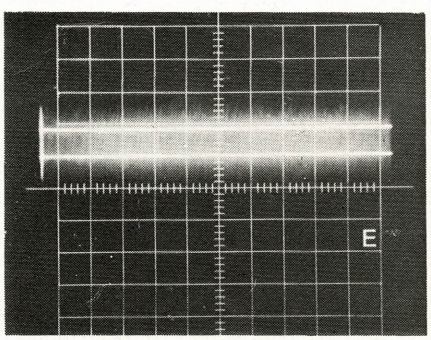


Photo E. – Les oscillogrammes de la photo D sont rapprochés jusqu'à ce que la « bande noire » disparaît tout juste (brillance tangentielle). Les deux traces « niveau zéro » sont obtenues en exposant la pellicule une seconde fois, après suppression du signal de bruit. Δ = 0,8 div. ; avec sy = 50 mV/div., U_{beff} = 20 mV.

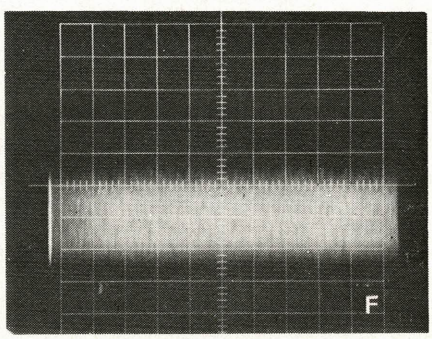


Photo F. – Comme la photo E, mais pour un autre réglage du courant I_z dans le montage de la figure 11 (50 mV/div. ; 0,5 ms/div. ; luminosité réduite).

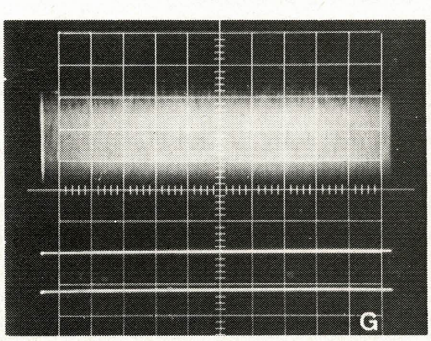


Photo G. – Au-dessus : comme la photo F, luminosité maximum.
En-dessous : les traces « niveau zéro », décalées vers le bas, après une seconde exposition. Δ = 1,2 div. d'où U_{beff} = 30 mV.

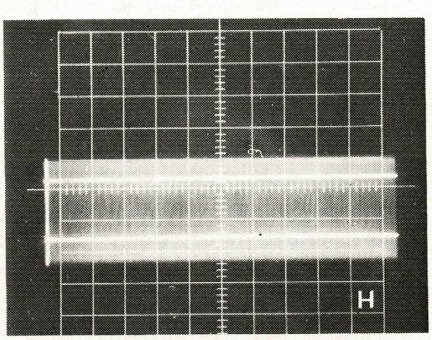


Photo H. – Bruit non gaussien, oscillogrammes réglés à la « brillance tangentielle » avec superposition des traces « niveau zéro » (100 mV/div. ; 0,1 ms/div.) Δ = 1,9 div., ce qui conduirait à U_{eff} = 95 mV alors que la vraie valeur efficace mesurée au voltmètre n'est que de 55 mV.

une source de caractéristiques connues et reproductibles, il faudra même prévoir des corrections pour tenir compte de la variation de la résistance avec la température.

2) La diode de bruit

Lorsqu'on chauffe la cathode (filament) d'une diode à vide fonctionnant en régime de saturation, l'effet de grenaille fait apparaître aux bornes de R **(fig. 10 a)** une f.é.m. de bruit de carré moyen :

$$\overline{U^2}_{beff} = R^2\ \overline{I^2}_{beff} = 2\ e\ .\ I\ .\ B\ .\ R^2$$

Le courant électronique de saturation est réglé par le chauffage du filament.

Une construction coaxiale de la diode **(fig. 10 b)** permet d'opérer dans une très large bande de fréquences.

Signalons encore l'emploi comme sources de bruit, de diodes à gaz, fournissant un spectre d'amplitude décroissante en haute fréquence, et les tubes à plasma, dont les inconvénients principaux sont l'encombrement et le prix élevés.

3) La diode zéner

Pour de très faibles courants inverses, de l'ordre de quelques microampères (donc, à la naissance du coude de la caractéristique I_z-U_z), le courant dans une diode zéner subit des fluctuations aléatoires, faisant apparaître aux bornes d'une résistance de charge R une tension de bruit de même caractère aléatoire. *(Bibl. 5 et 6).*

Dans le montage de la **figure 11** le condensateur C bloque la composante continue.

La valeur de la tension de bruit recueillie aux bornes de R dépend non seulement du point de fonctionnement de la diode (réglable par R_s ou par U_0), mais encore de la valeur de la tension zéner, et de la puissance admissible, c'est-à-dire, de la surface de la jonction.

La capacité de liaison C forme avec la résistance de charge un circuit à constante de temps, atténuant les (très) basses fréquences.

Pratiquement, avec R = 600 Ω, il faudra C ⩾ 47 μF afin de ne pas réduire le niveau des composantes de bruit dont la fréquence est inférieure à 100 Hz.

Si R = 50 Ω,
il faudra C ⩾ 100 μF.

Pour une charge haute impédance, de l'ordre de 10 kΩ, un condensateur de liaison C ⩾ 2,2 μF convient, si l'on désire conserver inaltérées les composantes de bruit de fréquence 20 Hz.

De toute manière, la tension de bruit est d'autant plus grande que U_z est élevée, ce qui conduit pratiquement à uti-

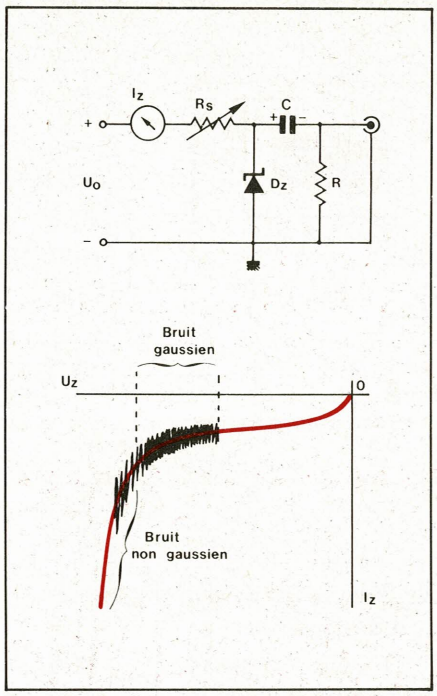


Fig. 11. – Générateur de bruit simple à diode zéner.

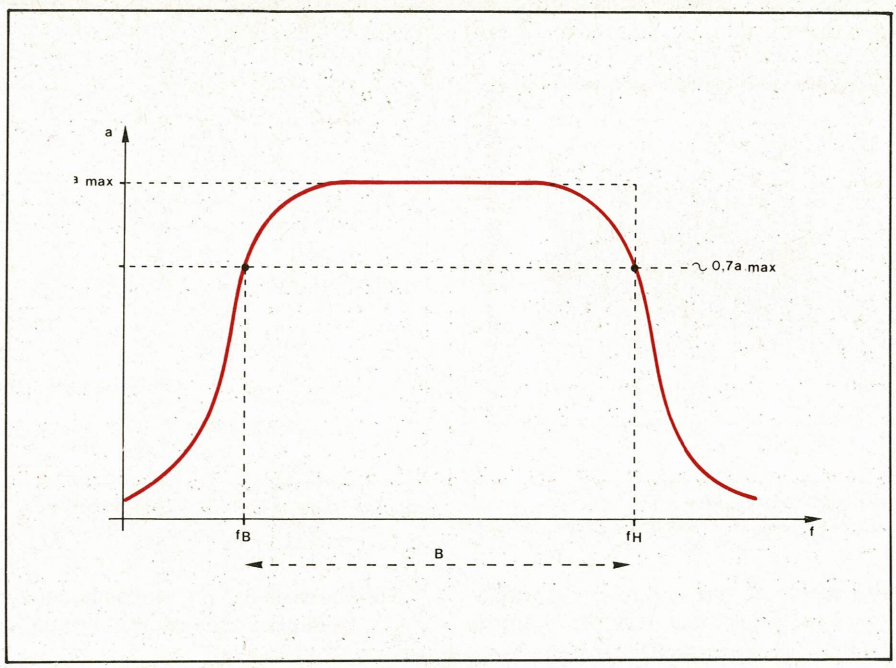


Fig. 9. – Dans les systèmes à large bande, la bande passante effective B est sensiblement la même que la « bande passante standardisée à – 3 dB ».

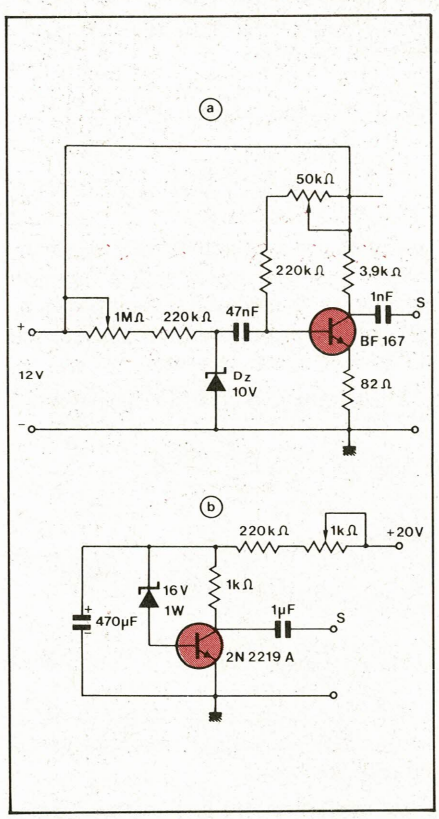


Fig. 12. – a) Générateur de bruit à diode zener et amplificateur à large bande.
b) Générateur de bruit blanc à zener + transistor.

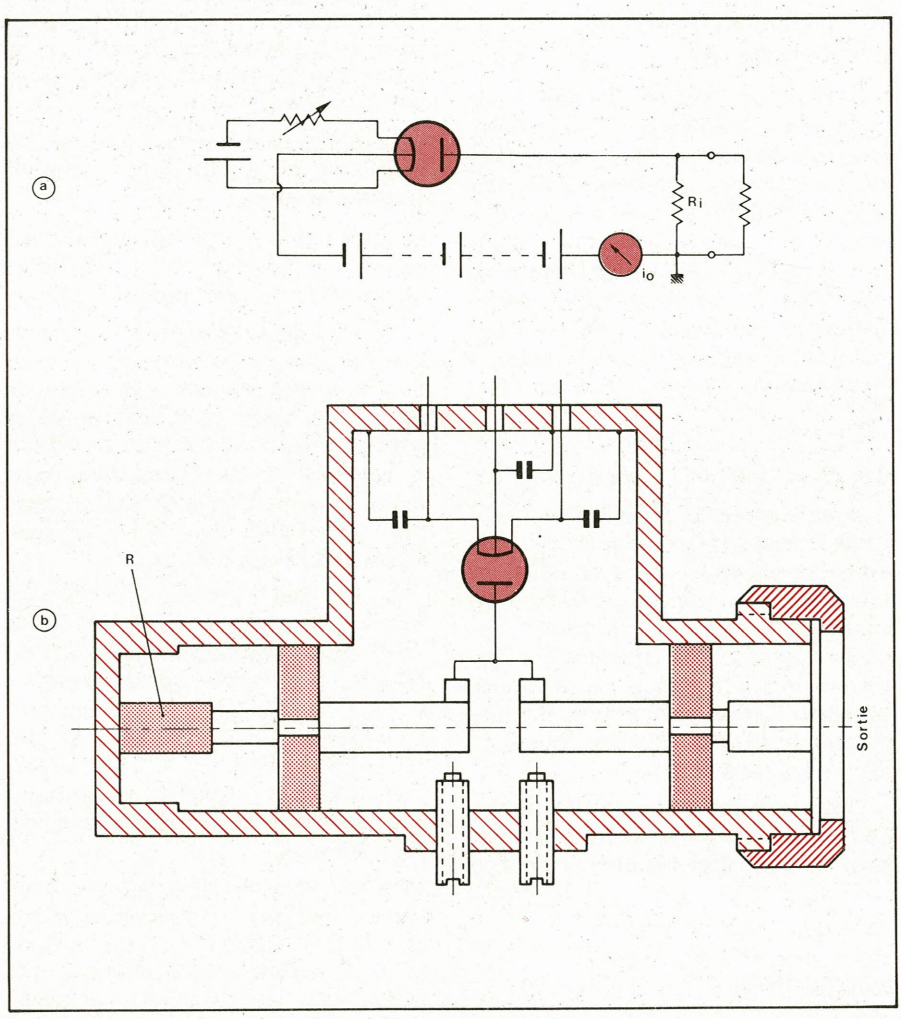


Fig. 10. – a) Générateur à diode de bruit.
b) Montage coaxial de la diode, permettant d'opérer jusque dans le domaine des hyperfréquences. ▶

liser des diodes de tensions nominales comprises entre 10 et 33 V, avec une dissipation admissible d'au moins 1 W.

Avec une diode zéner ITT du type ZX 33, utilisée dans le montage de la **figure 11**, avec $I_z = 4\ \mu A$, $C = 100\ \mu F$ et $R = 220\ \Omega$, nous avons mesuré un bruit blanc gaussien de valeur efficace de l'ordre de 20 mV, dans une bande de fréquences s'étendant d'environ 10 Hz à 1,5 MHz, soit environ 16 $\mu V/\sqrt{Hz}$. (C'est le réglage correct – assez critique – du courant I_z qui permet d'obtenir un bruit sensiblement gaussien)

Afin d'augmenter le niveau de sortie, on peut associer à la diode zéner un amplificateur à large bande **(fig. 12 a)**.

Un générateur de bruit blanc très simple, réalisé selon le schéma de la **figure 12 b** *(Bibl. 10)* donne une tension de sortie de plus de 5 V dans une bande de fréquences s'étendant au-delà de 30 MHz.

Signalons que plusieurs fabricants (Solitron Devices Inc., Codi Corporation, AilTech, etc.) fournissent des dio-

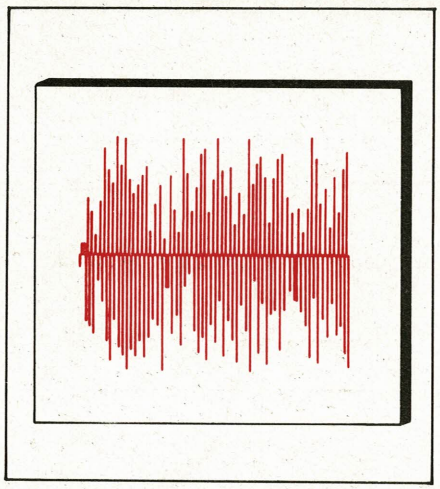


Fig. 13. – Pour un bruit blanc, le facteur de crête est compris entre 5 et 10 selon la largeur de bande.

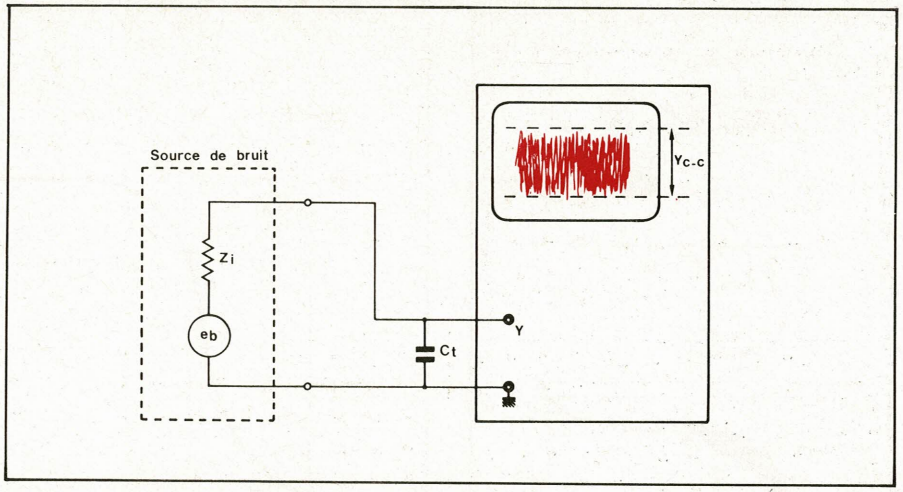


Fig. 14. – Visualisation du bruit à l'oscilloscope.

des zéner et des modules amplificateurs, spécialement conçus comme sources de bruit dans une gamme de 10 Hz à plus de 2 GHz.

4) Le générateur de bruit pseudo-aléatoire

A l'aide de circuits digitaux, il est possible de synthétiser un bruit blanc gaussien de très grande stabilité. Certaines séquences binaires, cycliques, possèdent la propriété de répartition « au hasard » de leurs « 0 » et « 1 ». Ces Séquences Binaires Pseudo-Aléatoires (ou PRBS = Pseudo-Random Binary Sequence) permettent de réaliser des générateurs de bruit à niveau de sortie très constant. (voir *Bibl. 7, 8, 9, 11 et 17)*

La mesure du bruit

Dans la pratique, seule la valeur efficace moyenne d'un signal de bruit nous intéresse. (Nous passons volontairement sous silence la mesure du « facteur de bruit », défini par le rapport de la puissance observée à la sortie d'un quadripôle réel, à la puissance qui serait disponible à la sortie du quadripôle fictif de structure physique identique, sans bruit.)

Nous examinerons plusieurs procédés de mesure dont nous nous proposons de comparer les performances.

1) Mesure au voltmètre de valeur efficace vraie (« True RMS »)

De par son principe de fonctionnement même, ce type de voltmètre (millivoltmètre) affiche directement la valeur efficace de la tension appliquée à ses bornes d'entrée :

$$U_{beff} = \sqrt{\frac{1}{n}\sum_{1}^{n} u^2{}_{bn}}$$

n est le nombre de composantes du signal u_b.

Fondamentalement, on peut considérer **trois procédés** de mesure de la valeur efficace vraie :

– **la méthode thermique directe,** appliquée dans les appareils à fil chaud. Parmi d'autres inconvénients, c'est surtout sa faible sensibilité qui en exclut pratiquement l'emploi pour la mesure de tensions de bruit ;

– **la méthode thermique par comparaison,** faisant appel à un (ou plusieurs) **thermocouples ;**

– **la méthode « mathématique »,** qui consiste à réaliser une amplification quadratique de la tension à mesurer.

Ce sont les deux derniers procédés qui sont utilisés dans les (milli)voltmètres de valeur efficace vraie à grande sensibilité, haute précision et large bande passante. (Pour plus de détails, le lecteur intéressé consultera utilement les articles publiés sur ce sujet par J.-C. Baud, dans « Electronique Applications » n° 5 et 6).

Notons que la précision de ces voltmètres est garantie pour une valeur spécifiée du **« facteur de crête »** (crest factor) qui se définit par la relation :

$$F_c = \frac{U_{crête}}{U_{eff}} \qquad (11)$$

Pour un bruit blanc, F_c est compris entre 5 et 10 selon la largeur de bande. *(Bibl. 13 et 14)*

Le voltmètre de valeur efficace vraie est évidemment l'appareil le mieux adapté à la mesure des tensions de bruit, à condition bien entendu qu'il présente les caractéristiques de sensibilité et de bande passante qui conviennent. Le voltmètre RMS type 3 400 A de Hewlett-Packard a une bande passante de 10 MHz, un facteur de crête de 10, et Z_{in} = 1 MΩ//50 pF sur les calibres 1 mV à 0,3 V. Il est à noter que les voltmètres de ce type sont nettement plus coûteux, et donc moins souvent disponibles, que les millivoltmètres « conventionnels ».

2) Mesure au millivoltmètre à redresseur

La valeur moyenne U_{bmoy}, obtenue par **redressement** d'une tension de bruit, dépendra de la **loi de distribution** des composantes du signal de bruit, selon la relation :

$$U_{bmoy} = \int_{-\infty}^{+\infty} U_b \cdot \frac{F(U_b)}{\sigma}\, d\,U_b$$

$$= 2\int_{o}^{\infty} U_b \frac{F(U_b)}{\sigma}\, d\,U_b \qquad (12)$$

le coefficient 2 devant la seconde intégrale provenant du fait que la fonction de densité de probabilité (voir paragraphe 2-2) est normalement symétrique de part et d'autre de zéro.

En présence d'un bruit gaussien :

$$F(U_b) = \frac{1}{\sqrt{2\,\pi}} \Sigma\, {}^{-\frac{U_b^2}{2\,\sigma^2}}$$

d'où

$$U_{b\,moy} = \frac{2}{6\,\sqrt{2\,\pi}} \int_{o}^{\infty} U_b \cdot \varepsilon^{-\frac{U^2_b}{2\,\sigma^2}}$$

$$d\,U_b = \frac{2\,\sigma}{\sqrt{2\,\pi}} \qquad (13)$$

On notera que σ = écart type = valeur efficace (U_{beff}) moyenne de la tension de bruit.

Le millivoltmètre à redresseur étant normalement étalonné de manière à indiquer la valeur efficace d'une tension **sinusoïdale,** il affichera, présence d'un bruit gaussien, une tension :

$$U_{bmes} = \frac{\pi}{2\,\sqrt{2}}\, U_{bmoy}$$

$$= 1{,}11\; U_{bmoy} \qquad (14)$$

et en remplaçant $U_{b\,moy}$ par sa valeur donnée par (13)

$$U_{bmes} = \frac{\sigma\,\sqrt{\pi}}{2} = U_{beff}\,\frac{\sqrt{\pi}}{2}$$

$$= 0{,}886\; U_{beff} \qquad (15)$$

et par conséquent :

$$U_{beff} = 1{,}128\; U_{bmes} \qquad (16)$$

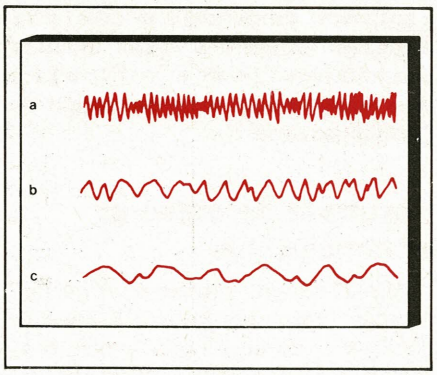


Fig. 15. – La même source de bruit fournit des oscillogrammes différents lorsque le signal traverse des systèmes à bande passante de plus en plus étroite.

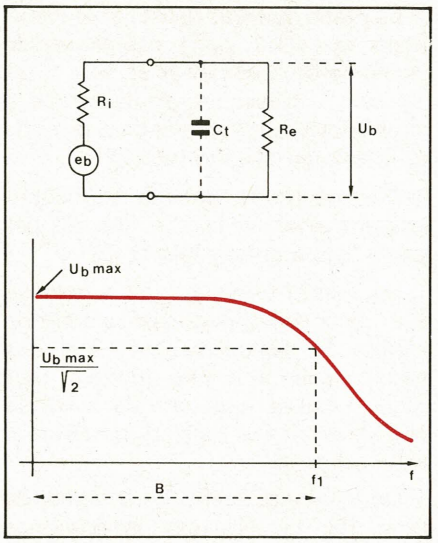


Fig. 16. – La résistance interne de sortie de la source de bruit forme avec l'ensemble des capacités du câblage un filtre passe-bas.

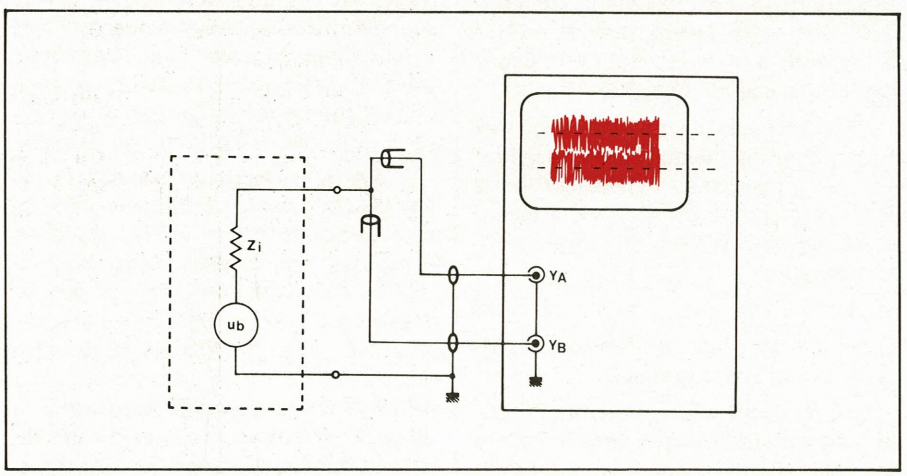


Fig. 17. – Schéma de raccordement pour la mesure de la tension de bruit par la méthode oscilloscopique tangentille.

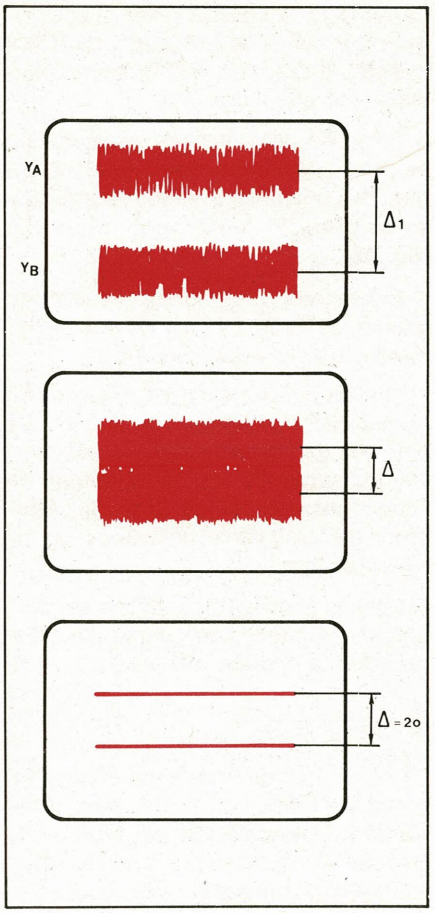


Fig. 18. – Les deux oscillogrammes, obtenus dans le mode « alterné » sont d'abord distants de Δ1, avec un « vide » entre les deux. En les rapprochant jusqu'à ce que ce vide soit tout juste comblé, la distance Δ égale deux fois la valeur efficace moyenne si la distribution des amplitudes du signal de bruit est gaussienne.

La valeur de la tension de bruit lue sur un millivoltmètre à redresseur sera donc entachée d'une erreur par défaut d'un peu plus d'un décibel (– 1,05 dB) par rapport à la valeur efficace vraie, ceci toujours en présence d'un bruit gaussien et en supposant qu'aucune saturation ou surcharge n'affecte le redresseur sur les crêtes du signal de bruit. *(Bibl. 12, 13.)* Comme nous le verrons au paragraphe 8, les valeurs affichées sur un voltmètre à redresseur, multipliées par le coefficient 1,128 conduisent à des résultats très proches de ceux obtenus à l'aide d'un voltmètre de valeur efficace vraie.

3) Visualisation du bruit à l'oscilloscope

Une méthode à première vue très séduisante consiste à relier la source de bruit à l'entrée de la voie verticale d'un oscilloscope à large bande **(fig. 14)**.

On observera dans ce cas l'oscillogramme de bruit qui correspond à la bande passante du système source-câble de raccordement-oscilloscope.

En présence d'un bruit blanc à distribution gaussienne, on observera une « bande » illuminée de brillance maximum au milieu, et dont la hauteur Y_{CC} se conserve en principe pour toutes les vitesses de balayage.

Cette hauteur Y_{CCS} semble donner la valeur crête-à-crête U_{bCC} de la tension de bruit visualisée.

Il n'existe cependant pas de relation simple et univoque entre U_{bCC} et la valeur efficace moyenne U_{beff} (facteur de crête F_C) : alors qu'en régime sinusoïdal pur :

$$U_{eff} = \frac{U_{CC}}{2\sqrt{2}} = 0{,}3535\ U_{CC}$$

on peut trouver un coefficient empirique (voir *Bibl. 14 et 15)* dont la valeur se situe dans la fourchette 0,125 à 0,2, soit donc :

$$U_{beff} = (0{,}125 \ldots 0{,}2)\ U_{bCC} \qquad (15)$$

Le coefficient de conversion présente donc une fourchette d'incertitude qui peut s'exprimer par le facteur 1,6, soit environ 4 dB.

Autres causes d'erreur et d'imprécision

Il apparaît un phénomène encore beaucoup plus gênant : les crêtes de bruit étant réparties au hasard dans le temps, leur « visibilité » s'avère être fonction du réglage de brillance (intensité de la trace), de la vitesse de balayage, de la persistance de la trace, de l'éclairage ambiant, et dans une certaine mesure même de la durée d'observation.

La mesure de Y_{CC} – et donc de U_{bCC} – risque donc d'être plus ou moins subjective et variable avec les conditions d'utilisation de l'oscilloscope.

Dans les cas extrêmes, le degré d'imprécision est de l'ordre de 50 % : le procédé ne conduit donc pas réellement à une mesure, mais donne seulement une visualisation grossièrement qualitative.

Les **photos (C-1)** et **(C-2)** montrent les oscillogrammes du même signal de bruit, obtenus avec des réglages d'intensité de trace différents.

Il faut encore signaler un autre phénomène

Si l'on observe l'oscillogramme d'une même source de bruit sur des oscilloscopes de bande passante différente, on se rend compte que l'allure désordonnée du bruit visualisé dépend beaucoup de la bande passante de

l'appareil : « l'herbe » de l'oscillogramme est d'autant plus « touffue » (pointes resserrées) que la bande passante est plus large.

Pour de très petites largeurs de bande, l'oscillogramme tend à se réduire à une onde presque sinusoïdale à amplitude lentement modulée **(fig. 15)**.

Examinons maintenant l'ensemble source de bruit – câble de raccordement – oscilloscope **(fig. 16)**.

On voit que la capacité C_t (somme de la capacité du câble et de la capacité d'entrée de l'oscilloscope) forme avec les éléments R_i (partie ohmique de l'impédance de source Z_i) et R_e (résistance d'entrée de l'oscilloscope) un filtre passe-bas.

Dans la pratique $R_e \geqslant R_i$, ce qui permet d'exprimer la fréquence de coupure par la relation classique :

$$F_1 = \frac{1}{2\,\pi\,R_i\,.\,C_t} \qquad (17)$$

Une source de bruit d'impédance de sortie $R_i = 500\ \Omega$, reliée par câble blindé de capacité 120 pF à un oscilloscope de résistance d'entrée 1 MΩ shuntée par une capacité de 30 pF, fait donc apparaître un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est :

$$f_1 = \frac{1}{2\,\pi\,.\,5\,.\,10^2\,.\,150\,.\,10^{-12}}$$

$$= 2{,}12\ \text{MHz}$$

Dans ces conditions, la tension de bruit mesurée (exprimée par sa valeur efficace) sera nettement inférieure à celle qui correspondrait à un indicateur de bande passante 10 MHz (l'oscilloscope par exemple), reliée à la source de bruit par l'intermédiaire d'une sonde (atténuatrice) à faible capacité (de l'ordre de 20 pF), étant donné que le spectre de bruit a été limité à $B' = f_1 = 2$ MHz dans le cas considéré.

On voit ici l'intérêt que présentera la mesure oscilloscopique du bruit en utilisant un câble de raccordement terminé sur une sonde à très faible capacité. (Avec $C_t = 10$ pF seulement, on trouve une fréquence $f_1 = 31$ MHz, donc bien supérieure à la bande passante propre de l'oscilloscope utilisé).

4) La méthode oscilloscopique tangentielle

Cette méthode, à la fois simple et assez spectaculaire, est basée sur le fait que deux distributions gaussiennes identiques peuvent être combinées de manière à donner une courbe résultante à un seul maximum, sans creux, lorsque ces deux distributions sont exactement séparées par deux fois l'écart-type. (Voir Appendices A et B et *Bibl. 15 et 16).*

Le mode opératoire est particulièrement facile : il suffit d'appliquer le signal de bruit aux deux canaux Y_A et Y_B d'un oscilloscope double trace à large bande fonctionnant dans le mode de **balayage alterné (fig. 17)**.

Deux oscillogrammes de bruit apparaissent alors sur l'écran, séparés par une « bande noire » **(photo D)**.

Les sensibilités des deux canaux étant supposées identiques, il suffit de réaliser le déplacement vertical des deux oscillogrammes jusqu'à leur recouvrement tel, que la « bande noire » entre les deux disparaît tout juste **(photo E)**.

On déconnecte ensuite le signal de bruit. (La plupart des oscilloscopes possèdent un commutateur sur chacune des voies, permettant de mettre les entrées à la masse, tout en déconnectant le signal.) **(fig. 18)**

On mesure la distance Δ entre les deux traces de « niveau zéro » : la valeur efficace moyenne du signal de bruit est égale à la moitié de l'écart qui existe entre les deux lignes de niveau zéro, soit donc :

$$U_{beff} = 1/2\ \Delta\ .\ s_Y \qquad (18)$$

s_Y étant la sensibilité des voies Y_A et Y_B (en mV/cm par exemple).

En **appendice A** on trouvera la justification mathématique de la méthode décrite.

Comme il sera montré en **appendice B**, l'incertitude maximum à laquelle elle conduit (liée à l'aptitude de l'observateur à apprécier correctement quand la « bande noire » entre les deux oscillogrammes disparaîtra tout juste) ne dépassera pratiquement jamais 10 à 13 ‰ ; la moyenne obtenue expérimentalement sur une douzaine d'essais se situe vers 8 ‰.

Il est particulièrement intéressant de remarquer que le réglage de luminosité de la trace n'affecte pas la mesure, contrairement à ce qui se passe lors de la simple visualisation de l'oscillogramme de bruit pour en mesurer la valeur de crête-à-crête. **Le réglage à la « brillance tangentielle » doit être effectué lentement, sans aucune précipitation, afin de prmettre à l'œil de s'accommoder à l'observation de l'oscillogramme.**

Résultats de mesures et conclusions

Afin de pouvoir comparer les performances des méthodes de mesure décrites ci-dessus, nous avons procédé à un grand nombre d'expériences, consistant à mesurer le signal à la sortie de générateurs de bruit simples, du genre de ceux décrits au paragraphe 6-3.

Dans un premier tableau, nous résumons les résultats obtenus en effectuant les mesures avec un voltmètre de valeur efficace vraie (True RMS) type 3400A de Hewlett-Packard, et avec un voltmètre amplificateur à redresseur, type 400H de la même marque.

Il est intéressant de noter que les valeurs lues sur le voltmètre à redresseur (répondant à la valeur moyenne étalonnée en valeurs efficaces en régime sinusoïdal) multipliées par le coefficient 1,128 (calculé au paragraphe 7-2 pour un bruit gaussien) conduisent à des valeurs de U_{beff} qui diffèrent moins de 0,2 dB (environ 2 ‰) de celles affichées par le voltmètre de valeurs efficaces vraies, et ce même, en présence d'un bruit non gaussien (les trois dernières lignes du tableau).

Le **tableau II** compare les résultats obtenus par la méthode oscilloscopique tangentielle à ceux, considérés exacts, lus sur le voltmètre 3400A.

Tant que le signal de bruit est à distribution sensiblement gaussienne, on voit que l'écart entre la valeur obtenue par la méthode oscilloscopique tangentielle et celle affichée par le voltmètre de valeur efficace vraie, ne dépasse pas 13 ‰ (1 dB), l'écart moyen dépassant à peine 8 ‰.

Les mesures ont été faites sur des oscillogrammes dont la brillance variait sensiblement dans un rapport 1 : 2.

Tableau I

U_{beff} 3400 A	U_{bmes} 400 H	Rapport U_{beff}/U_{bmes}	U_{bmes} x 1,128	Erreur en dB
17,2	15	1,146	16,92	– 0,14
19	16,7	1,137	18,83	– 0,078
25	22	1,136	24,82	– 0,063
27,5	24,6	1,118	27,75	+ 0,078
32	29	1,103	32,71	+ 0,19
55 *	48	1,146	54,14	– 0,137
59 *	52	1,1346	58,66	– 0,05
62,5 *	55	1,136	62,04	– 0,06

* *Bruit non gaussien*

Tableau II

Conditions de mesure	U_{beff}		Ecart		U_{bc-c}	$\frac{U_{beff}}{U_{bc-c}}$
	3400 A	oscillo	%	dB		
Zener 9 V/0,3 W	1,15 mV	1,25 mV	+ 8,7	+ 0,7	7 mV	0,164
Zéner 10 V/0,3 W + ampli large bande	256 mV	250 mV	– 2,4	– 0,2	1,8 V	0,142
ZX 33 avec R = 220 kΩ	11,2 mV	12 mV	+ 7	+ 0,6	58,5 mV	0,191
deux valeurs de I_z	11,5	10,5	– 8,6	– 0,8	60	0,191
	19	20 *	+ 5	+ 0,45	100	0,19
	21,5	23	+ 7	+ 0,59	124	0,173
	25	27,5	+ 10	+ 0,83	151	0,166
Montage	27,5	31	12,7	1	160	0,17
de la figure	31	30 **	– 3,2	– 0,3	–	–
Différents réglages de I_z	32	35	+ 9	+ 0,8	190	0,168
	39	34,5	– 11	– 1	230	0,17
	55	95 ***	+ 73	+ 4,7	339	0,162
	57	90 ***	+ 58	+ 4	353	0,161

* *Photos D et E*
** *Photos F et G*
*** *Photo H, bruit non gaussien, courant $I_z > 30\ \mu A$.*

On notera que les résultats obtenus par le procédé oscilloscopique sont le plus souvent entachés d'une erreur par excès.

Quand la distribution du bruit cesse d'être à peu près gaussienne, la méthode tangentielle s'avère inutilisable : ceci résulte clairement des chiffres des deux dernières lignes du **tableau II**.

Les deux dernières colonnes de ce tableau donnent respectivement les valeurs crête-à-crête mesurées à l'oscilloscope (luminosité maximum) et le rapport entre la valeur efficace vraie et cette valeur crête-à-crête. Ici, il est remarquable de constater que les valeurs extrêmes de ce coefficient sont respectivement 0,14 et 0,191, la valeur moyenne étant 0,17, donc en concordance avec la formule donnée au paragraphe 7-3.

Notons enfin que même pour un bruit blanc non gaussien, si nous multiplions les valeurs de U_{bCC} par le coefficient moyen 0,17, nous trouvons une valeur U_{beff} qui ne diffère que d'environ 5 % de la valeur efficace vraie.

Ceci ne signifie cependant pas que l'on pourra systématiquement introduire le coefficient 0,17 dans la formule 15, car le facteur de crête du signal de bruit peut varier dans des proportions assez importantes selon la largeur de bande.

Enfin, le **tableau III** résume les résultats obtenus en mesurant la tension de bruit à la sortie d'un filtre RC **(fig. 19)** inséré entre le générateur de bruit à diode zéner et le voltmètre efficace.

La capacité C est constituée par la capacité du câble de raccordement au voltmètre (70 pF), la capacité d'entrée de ce dernier (50 pF sur les calibres utilisés) et une capacité d'appoint C_a réglable, telle que :

$$C = C_c + c_v + C_a = 120 + C_a$$

Avec R = 1 kΩ, nous obtenons les bandes passantes $B = 1/2\pi RC$ (valeurs arrondies) qui figurent dans le tableau.

Tableau III

Ca	C (pF)	B	U_{beff}
20	140	1,13	19 mV
80	200	0,8	17
120	240	0,66	15,4
280	400	0,4	12,5
680	800	0,2	8,8

En appliquant la relation (10), nous trouvons avec :
$B_1 = 0,8$ MHz et
$B_2 = 0,4$ MHz

$$U_{2eff} = 17\sqrt{\frac{0,4}{0,8}} = 12 \text{ mV}$$

au lieu de 12,5 mV.

Pour $B_3 = 0,2$ MHz, nous trouvons 8,5 mV au lieu de 8,8, ce qui vérifie bien (aux approximations près) la validité de la formule (10).

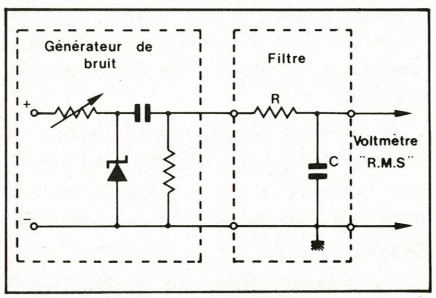


Fig. 19. – Filtre RC réduisant la bande passante, et par conséquent la valeur efficace de la tension de bruit mesurée.

Appendice A

Justification de la méthode

Comme nous l'avons déjà fait remarquer, la plupart des sources de bruit ont une distribution gaussienne. Dans ce cas, la valeur efficace moyenne du signal n'est autre que l'écart-type σ qui apparaît dans la fonction gaussienne :

$$F(U_b) = \frac{1}{\sqrt{2}\,\pi}\,\Sigma\,-\frac{U_b^2}{2\,\sigma^2} \qquad (a)$$

D'une manière intuitive nous pouvons admettre que cette loi de distribution des amplitudes des composantes du signal de bruit se retrouve également dans les amplitudes des déviations verticales du spot lumineux sur l'écran de l'oscilloscope, soit encore :

$$F(Y) = \frac{1}{\sqrt{2}\,\pi}\,\Sigma\,-\frac{Y^2}{2\,\sigma^2} \qquad (b)$$

Les déviations Y, aléatoires dans le temps, apparaissent pour l'observateur sous l'aspect de variations de brillance dans une « bande » dont les bords inférieur et supérieur sont nettement moins lumineux que la partie centrale.

L'application du signal de bruit aux deux voies d'entrée Y_A et Y_B de l'oscilloscope se traduit évidemment par deux oscillogrammes (bandes à luminosité variable dans la direction verticale, avec un maximum au milieu) identiques, et indépendants de la vitesse de balayage choisie (cas du bruit blanc), mais généralement séparés par un « vide noir ».

Le déplacement vertical (positionnement des traces) permet de superposer exactement les oscillogrammes, ce qui donnera une luminosité moyenne maximum, ou encore de les séparer très distinctement, accentuant ainsi la « bande noire » entre les deux.

Au fur et à mesure que le « bord » inférieur de l'oscillogramme Y_A se rapproche du « bord » supérieur de la trace Y_B, le « vide noir » se remplit.

Pour une position bien déterminée la bande disparaît tout juste, et l'on observe une brillance sensiblement uniforme au milieu de l'image ainsi obtenue.

Exprimons mathématiquement le résultat de l'addition de deux gaussiennes, séparées d'une distance Δ dans le sens vertical sur l'écran de l'oscilloscope.

Les **figures 20 et 21** en donnent la représentation graphique pour deux valeurs de Δ :

Fig. 20 : $\Delta > 2\,\sigma$

Fig. 21 : $\Delta = 2\,\sigma$

En observant les deux oscillogrammes, la brillance suivant un axe vertical varie comme la fonction somme S(Y) de F(Y) et de F(Y − Δ), soit :

$$s(Y) = F(Y) + F(Y - \Delta) \qquad (c)$$

En multipliant la fonction de distribution gaussienne par $\sqrt{2\,\pi}$, on obtient les fonctions réduites f(Y) et f(Y − Δ), ce qui simplifie l'expression ci-dessus :

$$s(Y) = f(Y) + f(Y - \Delta) \qquad (a)$$

Avec :

$$f(Y) = \exp\left(-\frac{Y^2}{2\,\sigma^2}\right)$$

et :

$$f(Y - \Delta) = \exp\left(-\frac{(Y - \Delta)^2}{2\,\sigma^2}\right)$$

on obtient :

$$s(Y) = \Sigma^{-\frac{Y^2}{2\,\sigma^2}} + \Sigma^{-\frac{(Y-\Delta)^2}{2\,\sigma^2}} \qquad (e)$$

Dans cette dernière expression, Δ, comme d'ailleurs Y, sont des distances mesurées sur l'écran suivant l'axe vertical, qui représentent en réalité des valeurs de tension d'entrée.

Pour un écartement Δ quelconque, la courbe s(Y) présente deux bosses séparées par un creux **(fig. 20)**, ce qui correspond, pour l'observateur des oscillogrammes, à deux plages à brillance maximum avec une bande moins brillante (à brillance nulle pour Δ suffisamment grand) entre les deux.

Il existe une valeur particulière de Δ pour laquelle le creux disparaît, de manière à obtenir une courbe à un seul sommet (maximum) relativement plat.

Pour trouver cette valeur, il suffit d'annuler la dérivée seconde de s(Y) pour Y = 1/2 Δ étant donné que le maximum se présente nécessairement à mi-distance entre les sommets des deux gaussiennes.

On trouve facilement :

$$\frac{ds(Y)}{dY} = -\frac{Y}{\sigma^2} \cdot \Sigma^{-\frac{Y^2}{2\,\sigma^2}} - \frac{Y - \Delta}{\sigma^2} \cdot \Sigma^{-\frac{(Y-\Delta)^2}{2\,\sigma^2}}$$

et

$$\frac{d^2 s(Y)}{dY^2} = \frac{1}{\sigma^2}\left[\frac{Y^2}{\sigma^2}\Sigma^{-\frac{Y^2}{2\,\sigma^2}} - \Sigma^{-\frac{Y^2}{2\,\sigma^2}} + \left(\frac{Y - \Delta}{\sigma}\right)^2 \cdot \Sigma^{-\frac{(Y-\Delta)^2}{2\,\sigma^2}} - \Sigma^{-\frac{(Y-\Delta)^2}{2\,\sigma^2}}\right]$$

Pour Y = 1/2 Δ :

$$\frac{d^2\,s(Y)}{d\,Y^2} = \frac{1}{\sigma^2}\,\Sigma^{-\frac{\Delta^2}{8\,\sigma^2}}\left[\frac{\Delta^2}{2\,\sigma^2} - 2\right]$$

Cette dérivée second s'annule pour :

$$\frac{\Delta^2}{2\,\sigma^2} = 2,$$

soit encore pour :

$$\Delta = 2\,\sigma = 2\,U_{b_{eff}} \qquad (f)$$

Il en résulte donc bien que la distance Δ entre les niveaux zéro des oscillogrammes de bruit pour laquelle on n'observe tout juste plus aucune variation de brillance représente le double de la valeur efficace de la tension de bruit, compte tenu évidemment du facteur de sensibilité des voies verticales de l'oscilloscope.

Appendice B

Evaluation du degré de précision de la méthode

Le déplacement vertical des deux oscillogrammes de bruit jusqu'à ce que la bande noire entre les deux disparaît tout juste, peut introduire un facteur d'imprécision ou d'incertitude, lié à l'aptitude de l'observateur à apprécier des contrastes ou variations de brillance.

L'expérience montre que si l'on travaille avec des luminosités de traces habituelles à l'oscilloscope, l'œil humain est capable de percevoir des variations de contraste de 1 à 2 % une plage d'erreur de 5 % pouvant être considérée comme un maximum absolu.

Représentons par C_1 et C_2 deux valeurs de contrastes observées. L'écart $\Delta C = C_1 - C_2$ par rapport à la valeur moyenne

$$C = \frac{1}{2}(C_1 + C_2)$$

exprime la variation relative du contraste, soit :

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{C_1 - C_2}{\frac{1}{2}(C_1 + C_2)}$$

Si p désigne la variation relative la plus petite perceptible à l'œil humain, nous pouvons écrire la relation suivante :

$$\frac{C_1 - C_2}{\frac{1}{2}(C_1 + C_2)} = p = 0{,}01 \text{ à } 0{,}02$$

$$= \text{exceptionnellement } 0{,}05$$

Admettons encore que la courbe de distribution de la perceptibilité des contrastes pour un grand nombre d'individus, et pour des valeurs quelconques du contraste moyen C soit une gaussienne.

En utilisant les fonctions réduites, ceci nous permet d'écrire :

$$p = \frac{f(C_1 - C) - f(C_2 - C)}{\frac{1}{2}f(C_1 - C) + f(C_2 - C)} \qquad (g)$$

En considérant le contraste C_1 égal au contraste moyen C, soit donc :

$C_1 = C$ et $C_2 - C = \Delta C$

on trouve :

$$p = \frac{f(0) - f(\Delta C)}{\frac{1}{2}[f(0) + f(\Delta C)]} \qquad (h)$$

L'observation des contrastes est liée à l'appréciation correcte sur l'écran de la distance 1/2 Δ qui sépare le niveau zéro d'un des deux oscillogrammes de bruit (correspondant au contraste maximum de référence) du niveau pour lequel l'œil ne voit tout juste plus aucune variation de contraste (= disparition de la bande noire).

Ceci nous permet de substituer, dans l'expression (h), la fonction s(1/2 Δ) à f(Δ C) et s(0) à f(0), en notant bien entendu que s(0) se rapporte maintenant au niveau zéro de l'un quelconque des deux oscillogrammes de bruit dont le rapprochement suivant l'axe vertical produit sur l'œil

un effet de sommation des intensités lumineuses perçues.

Nous obtenons ainsi la relation

$$p = \frac{s(0) - s\left(\frac{1}{2}\Delta\right)}{\frac{1}{2}\left[s(0) + s\left(\frac{1}{2}\Delta\right)\right]}$$

et la résolution par rapport à $s(1/2\,\Delta)$ donne :

$$s\left(\frac{1}{2}\Delta\right) = s(0)\frac{1 - 0{,}5\,p}{1 + 0{,}5\,p}$$

$$= s(0)\frac{2 - p}{2 + p} = K \cdot s(0) \quad (i)$$

avec :

$$K = \frac{2 - p}{2 + p} = 0{,}99 \text{ pour } p = 1\ \%$$

$$= 0{,}98 \text{ pour } p = 2\ \%$$

$$= 0{,}95 \text{ pour } p = 5\ \%.$$

Calculons $s(0)$ et $s(1/2\,\Delta)$ à partir de la relation (e) dans laquelle nous donnons à Y et à Δ respectivement les valeurs 0 et $1/2\,\Delta$:

$$s(0) = 1 + \Sigma\, e^{-\frac{\Delta^2}{2\sigma^2}}$$

$$s\left(\frac{1}{2}\Delta\right) = 2 \cdot \Sigma\, e^{-\frac{\Delta^2}{8\sigma^2}}$$

d'où encore :

$$s\left(\frac{1}{2}\Delta\right)$$

$$= 2 \cdot \Sigma\, e^{-\frac{\Delta^2}{8\sigma^2}} = K\left(1 + \Sigma\, e^{-\frac{\Delta^2}{2\sigma^2}}\right) \quad (j)$$

et

$$\Sigma\, e^{-\frac{\Delta^2}{8\sigma^2}} = 0{,}5\,K\left(1 + \Sigma\, e^{-\frac{\Delta^2}{2\sigma^2}}\right)$$

et finalement

$$\Sigma\, e^{-\frac{\Delta^2}{8\sigma^2}} - 0{,}5\,K \cdot \Sigma\, e^{-\frac{\Delta^2}{2\sigma^2}} = 0{,}5\,K \quad (k)$$

équation de la forme :

$$\Sigma\, e^{-x^2/4} - 0{,}5\,K \cdot \Sigma\, e^{-x^2} - 0{,}5\,K = 0 \quad (m)$$

La résolution de cette équation n'est pas simple, mais le lecteur attentif pourra remarquer que le coefficient numérique K (0,95 ... 0,99) du second membre de (j) est très voisin de l'unité. Une première solution sera donc $(x \to 0)$, soit $\Delta \to 0$, ce qui correspond physiquement à la superposition parfaite des deux oscillogrammes (lignes de niveau zéro confondues). Mais cette solution ne nous intéresse pas ici.

Représentons la fonction :

$\varphi(x) = \Sigma\, e^{-x^2/4} - 0\,K \cdot \Sigma\, e^{-x^2} - 0{,}5\,K$

graphiquement en fonction de x^2.

Pour p = 1 ‰, resp. 2 ‰, soit 0,5 K = 0,495, resp. 0,49, nous obtenons les courbes de la **figure 22** qui coupent l'axe des abscisses aux points :

$x^2 = 2{,}49$, resp. $x^2 = 2{,}5535$.

Nous pouvons en conclure que dans le cas le plus défavorable (p = 2 ‰), la condition de « brillance tangentielle »

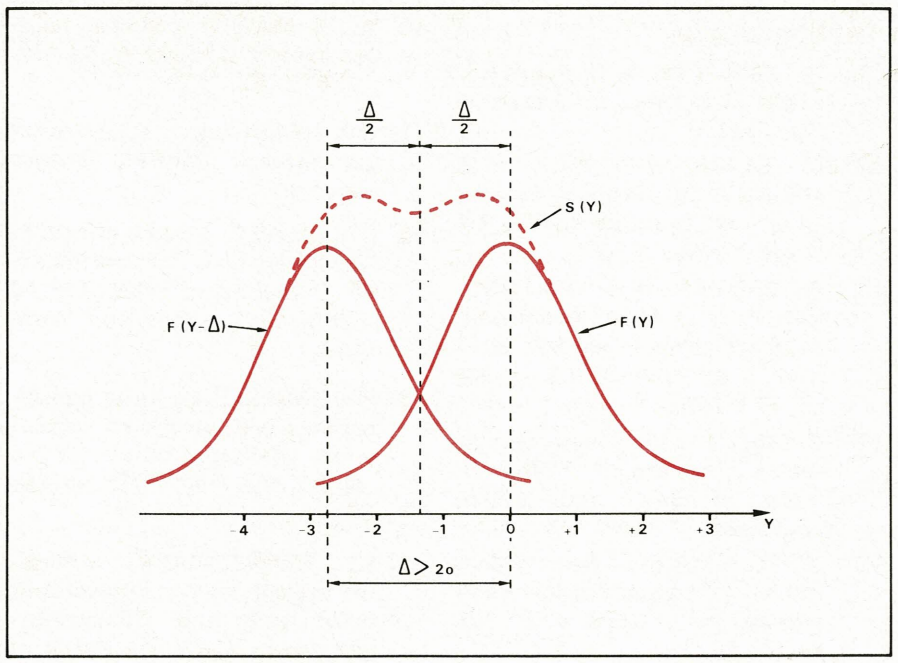


Fig. 20. – Deux courbes de Gauss décalées d'une distance $\Delta > 2\,\sigma$: la résultante (trait interrompu) présente deux bosses avec un creux entre les deux.

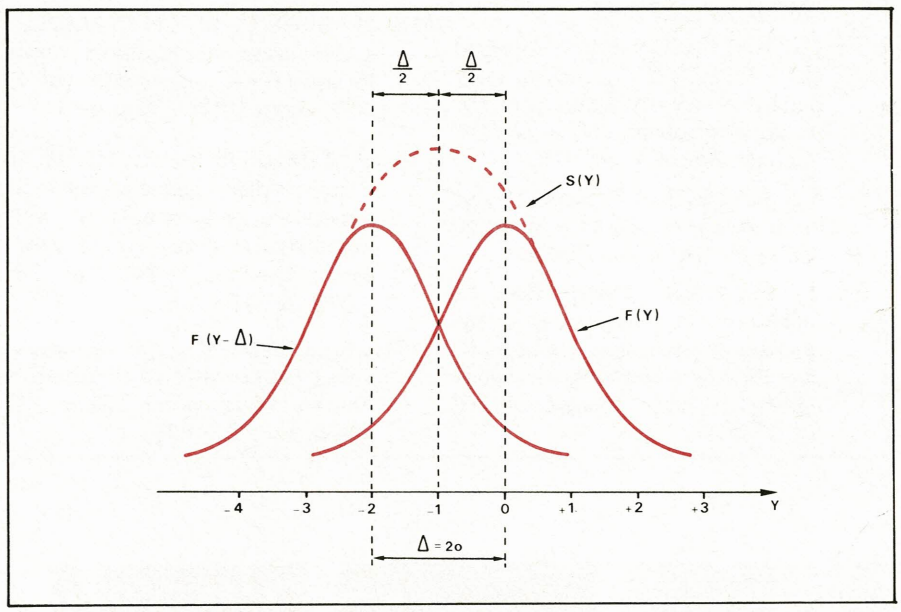


Fig. 21. – Deux gaussiennes séparées de $\Delta\ 2\,\sigma$: la résultante présente un seul maximum.

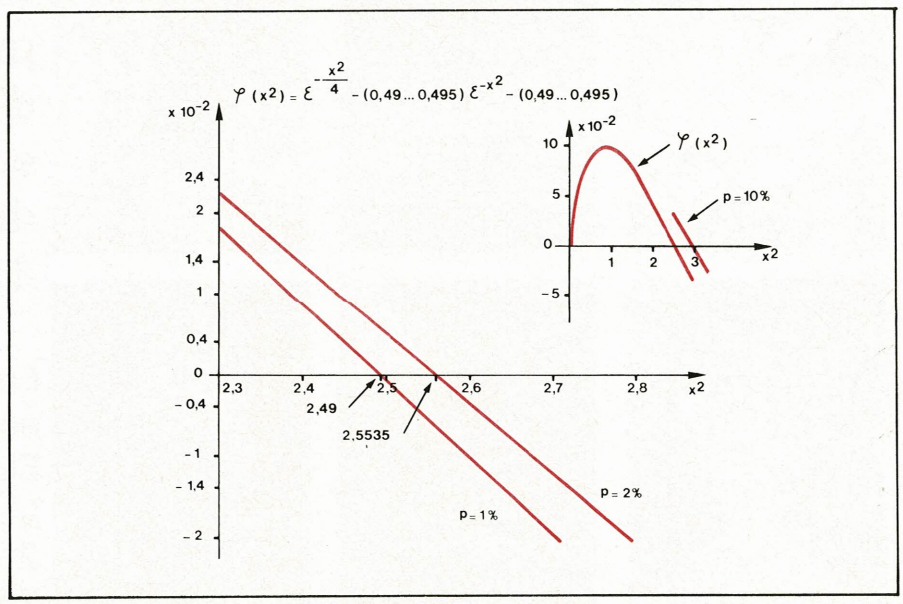


Fig. 22. – Solution graphique de l'équation (m) pour p = 1 ‰, 2 ‰ et 10 ‰.

Bibliographie

[1] R. GRIVENT et A. BLAQUIERE : « Le bruit de fond ». *Ed. Masson et Cie, 1958.*

[2] A. BLANC-LAPIERRE et B. PICINBONO : « Propriétés statistiques du bruit de fond ». *Ed. Masson et Cie, 1961.*

[3] A. CHOVET et P. VIKTOROVITCH : « Le bruit électrique ». *L'Onde Electrique, vol. 57, n° 11 (1977), pp. 699-707 et n° 12, pp. 773-783.*

[4] B. MARIN : « bruit et facteur de bruit ». *Electronique Professionnelle, n° 1514, août 1975, pp. 19-25.*

[5] W. PÖHLMANN : « Rauschgeneratoren ». *Rhode et Schwarz Kurzinformation 2, 1965, nos 5 et 6, pp. 56-62.*

[6] D. KEILER : « Rauschen von Dioden ». *Nachrichtentechnik, 4 (1965), pp. 138-144.*

[7] G.C. ANDERSON, B.W. FINNIE et G.T. ROBERTS : « New noise generator synthesizes pseudo-random gaussian noise ». *H.P. Journal, sept. 67, pp. 2-17.*

[8] K.J. SCHMIDT : « Schieberegister in Rauschgeneratoren ». *Electronik, n° 5/1975, pp. 79-81.*

[9] P.J. SOUBIES-CAMY : « Générez facilement vos séquences binaires pseudo-aléatoires ». *Electronique et Microélectronique industrielles, n° 224, 15 sept. 1976, pp. 55-57.*

[10] D. DI MARIO : « Simple noise generator ». *Wireless World, May 1978, p. 70.*

[11] H.R. BEASTALL : « White noise generator ». *Wireless World, March 1972.*

[12] B.M. OLIVER : « Some effects of waveforms on VTVM readings ». *HP Journal, vol. 6, nos 8, 9 et 10 (1955) and Application Note n° 60.*

[13] P. BORDERICK : « Noise measurements with electronic voltmeters ». *Marconi Instrumentation, vol. 10, n° 2, Aug. 1965, pp. 18-22.*

[14] K.H. BLANKENBURG : « Messwertgleichrichtung : Kurvenformbewertung und Gleichrichtfaktoren ». *Neues von Rohde et Schwarz, n° 70, Juli 1975, pp. 21-24.*

[15] V. GARUTS et CH. SAMUEL : « Measuring conventional oscilloscope noise ». *Tekscope, vol. 1, n° 2, April 1969, Tektronix.*

[16] G. FRANKLIN et T. HATLEY : « Don't eyeball noise-measure it accurately and repeatably, with just a two-channel scope ». *Electronic Design, n° 24, Nov. 22, 1973, pp. 184-187.*

[17] J.D. LONG : « VCO's generate selectable pseudo-random noise ». *Electronics, Sept. 28, 1978, pp. 127-128.*

semblera réalisée pour un écartement Δ entre les deux traces, tel que :

$$x^2 = \frac{\Delta^2}{2\,\sigma^2} = 2{,}5535$$

soit :

$\Delta_{2\,\%} = 2{,}2598\ \sigma$ donc pratiquement

$= 2{,}26\ \sigma$

Pour une erreur d'appréciation des contrastes de 1 % seulement ($x^2 = 2{,}49$) :

$\Delta_{1\,\%} = 2{,}23\ \sigma$.

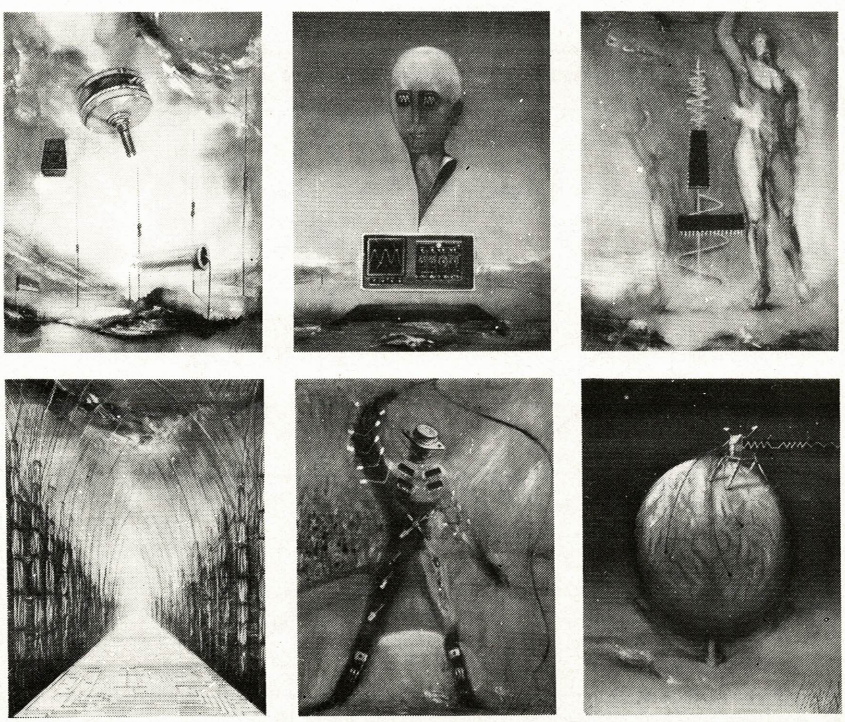
Le rapport de l'écart Δ observable entre les deux traces, et l'écartement théorique correct $\Delta = 2\ \sigma$ ne dépasse donc pas :

$$\frac{2{,}23}{2} = 1{,}115 \text{ à } \frac{2{,}26}{2} = 1{,}13$$

soit une incertitude maximale de 0,945 dB à 1,06 dB, ou encore une précision d'environ 10 à 13 %.

L'incertitude de la méthode oscilloscopique tangentielle sera donc rarement supérieure à 1 dB, ce qui peut être considéré comme une performance très satisfaisante.

Jos De Neef
Chargé de cours
à l'Institut supérieur
industriel de l'Etat
Bruxelles



Les 6 premiers numéros d'E.A. sont encore disponibles 15 F chacun.

Envoyez votre demande accompagnée d'un chèque à : Electronique Applications Vente au numéro 2 à 12, rue de Bellevue 75940 Paris Cedex 19

Presse technique étrangère

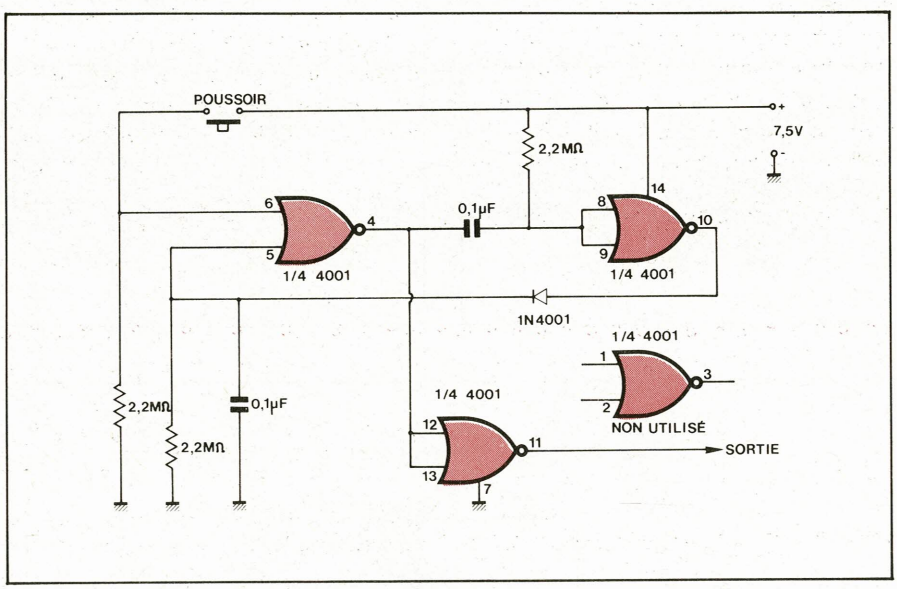


Fig. 1

Générateur d'impulsion unique sans rebondissement

Le montage de la **figure 1** est proposé dans un article de **R.G. Kostanty** publié dans **Radio Electronics,** d'août 1978. Ce petit générateur est utilisé pour la mise au point d'un temporisateur digital.

Le schéma est assez simple, le dispositif ne nécessitant qu'un seul circuit intégré logique du type 4001 qui est un quadruple NOR à deux entrées par élément. On n'a utilisé dans le présent montage que trois éléments.

L'alimentation est de 7,5 V et se branche avec le + à la broche 14 du CI et avec le – à la broche 7.

Ce CI est monté dans un boîtier DUAL IN LINE à 2 fois 7 broches.

Chaque NOR est indentifiable par les numéros de ses trois broches, les deux entrées et la sortie.

Le NOR 6-5-4 reçoit l'impulsion produite lorsque le poussoir est pressé, ce qui porte l'entrée 6 au + de l'alimentation, c'est-à-dire au niveau haut H.

On remarquera que les deux autres NOR ont leurs entrées réunies et, de ce fait, fonctionnent comme des inverseurs.

Une diode 1N 4001 est connectée entre la sortie 10 et l'entrée 5 de deux éléments.

L'élément représenté en bas, sur le schéma, inverse le signal unique, obtenu à la sortie 4.

Pour utiliser cet appareil dans diverses vérifications, on pourra disposer à la sortie 11 une pointe d'essai et il faudra relier ensemble la masse de l'appareil à vérifier et celle de l'appareil proposé. Le brochage du 4001 est donné à la **figure 2.**

Le signal unique de sortie est sans rebondissement, qualité qui caractérise ce petit appareil.

Modulateur vidéo-fréquence

Dans le même numéro de **Radio Electronics** (août 1978), nous relevons un schéma de modulateur VF. Ce montage est proposé par **Fred Blechmann** (K6UGT).

L'appareil est représenté par le schéma de la **figure 3** et il est construit aux USA par Jade Computer Produits.

Avec un circuit accordé convenablement établi, où la bobine L peut être réalisée sur platine imprimée et avec

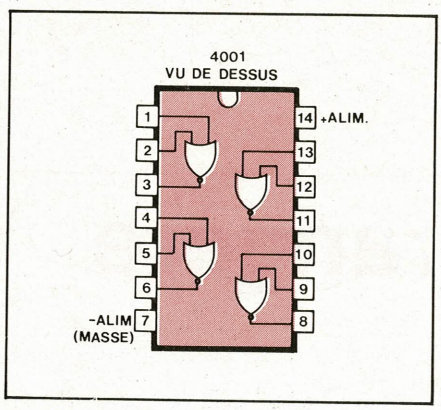


Fig. 2

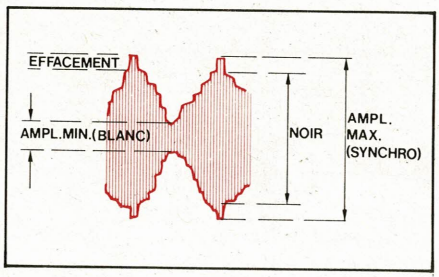


Fig. 4

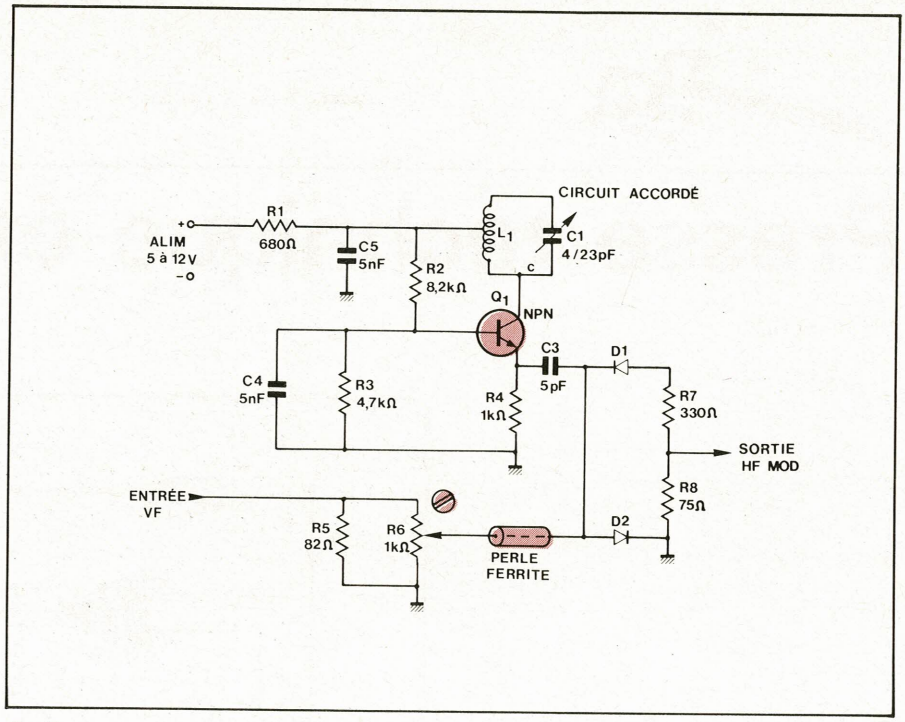


Fig. 3

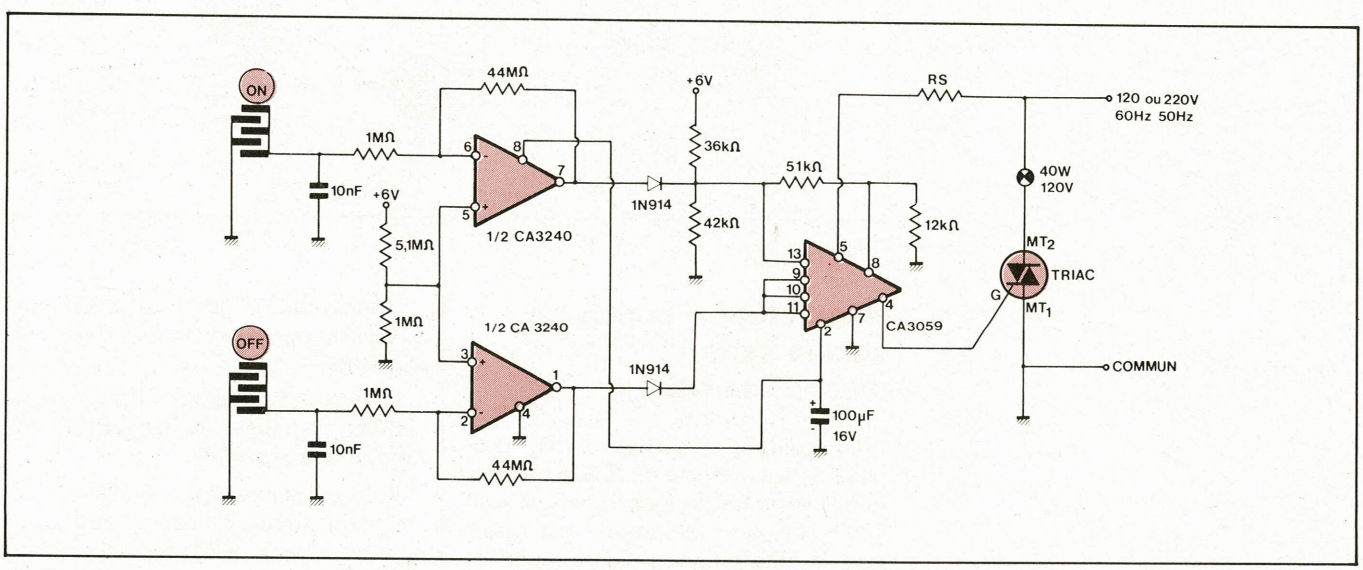


Fig. 5

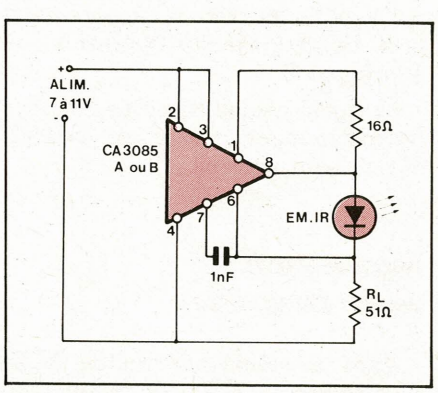


Fig. 6

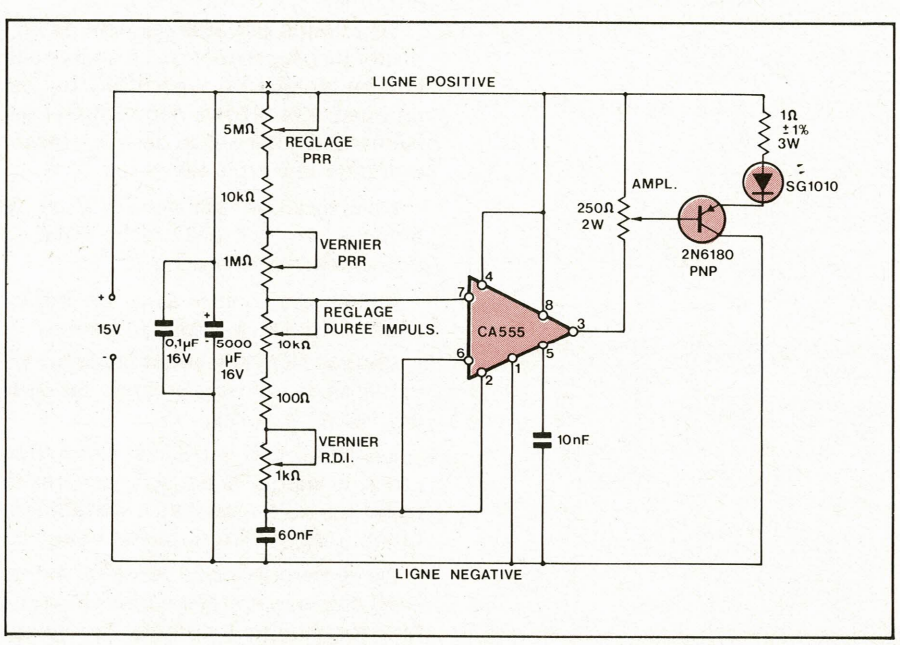


Fig. 7

des connexions imprimées très courtes, le dispositif peut fonctionner aux UHF, avec le condensateur d'accord de 4 à 23 pF.

Déterminons une valeur de L permettant l'accord sur 600 MHz par exemple.

Supposons que la capacité parasite totale soit de 5 pF, donc, lorsque C_1 est au minimum, on aura une capacité de 10 pF environ, et lorsqu'il est au maximum, la capacité sera de 28 pF.

Dans ces conditions, comme la bobine vaut :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

et on trouve $L = 0{,}007\ \mu H$ pour $C = 10$ pF et $f = 600$ MHz.

Lorsque C_1 atteint la valeur totale de 28 pF, la fréquence d'accord sera $\sqrt{2{,}8}$ fois plus petite, soit 358 MHz. On peut reconnaître sur le schéma la configuration d'un oscillateur Hartley. La prise sur L_1 pourra être médiane. Le signal HF, à la fréquence déterminée par L_1 et C_1, sera engendré par le transistor Q_1, un NPN spécial UHF, par couplage entre collecteur émetteur, réalisé avec C_2 de 10 pF.

On voit que le collecteur est polarisé positivement par l'intermédiaire de R_1, avec découplage par C_5 et L_1, de résistance pratiquement nulle en continu. La base est polarisée par le diviseur de tension $R_2 - R_3$ et découplée par C_4.

Le signal est pris sur l'émetteur aux bornes de R_4 de 1 kΩ. Il est transmis vers la sortie par C_3.

D'autre part, le signal VF, pris par exemple sur un récepteur TV, est appliqué sur R_5 et R_6. Le dosage de la modulation peut être réglé avec R_6.

La modulation est effectuée par les diodes D_1 et D_2 (des modèles utilisés en vidéo-fréquence) qui fonctionnent dans des régions non linéaires de leurs caractéristiques ce qui permet le mixage du signal HF porteur, avec le signal VF modulateur.

Lorsqu'il n'y a pas de signal VF, le générateur du signal porteur HF étant faiblement couplé par C_3 de 5 pF, avec le mélangeur à diodes D_1 et D_2, le signal HF parvient au diviseur de tension $R_7 - R_8$. Comme $R_8 = 75\ \Omega$, il est possible de connecter à cette sortie un câble coaxial de 75 Ω. Si le signal VF est présent à l'entrée prévue à cet effet, il passe par R_6 et par l'anneau de ferrite, qui bloque tout signal HF résiduel, accompagnant le signal VF ayant pu passer.

Le signal vidéo-fréquence polarise les diodes, de sorte qu'elles bloquent ou laissent passer le signal HF.

Ainsi, lorsque le signal VF est à l'alternance positive, D_2 est polarisée dans le sens direct à partir de la masse à laquelle est reliée la cathode.

L'amplitude du signal porteur est alors diminuée. Si l'alternance du signal VF est négative, et même très négative en raison du signal synchro, D_2 est bloquée et l'amplitude du signal porteur est maximum.

Ce signal passe alors par D_1 vers $R_7 - R_8$.

A noter que le signal VF est du type adopté dans le standard américain, comme indiqué à la **figure 4**.

Commutateur à effleurement associé à un BIMOS

Dans **Electronic Engineering** (août 1978), nous relevons un montage à deux commutateurs à effleurement, proposé par **Mike Bailey** (RCA).

A la **figure 5**, on donne le schéma de ce dispositif dans lequel les deux commutateurs ON et OFF sont réalisés comme indiqué sur le dessin de manière à ce qu'il y ait contact par la résistance élevée de la peau de l'opérateur entre les deux séries de traits, une à la masse et l'autre à une résistance de 1 MΩ.

On trouve ensuite un circuit intégré CA 3240 qui est un double MOS opérationnel. Chaque élément est attaqué par un commutateur par l'intermédiaire d'une résistance de 1 MΩ aux entrées inverseuses 6 ou 2.

Dans ce même montage, on utilise deux diodes 1 N 914, un circuit intégré CA 3059 et un triac T 2300 B, lorsque la tension du secteur est de 120 V ou le triac T 23000 si la tension du secteur est de 220 V.

L'ensemble nécessite une seule alimentation de + 6 V fournie par le circuit intégré CA 3059.

A noter aussi que RS vaut 10 kΩ 2 W si la tension du secteur est de 120 V et 18 kΩ 5 W si la tension du secteur est de 220 V.

La lampe d'éclairage est de 40 W 120 V. Le montage convient pour des secteurs de 50 et 60 Hz.

Grâce à cet appareil, on pourra déceler les faibles courants circulant entre deux points de contact d'une plaque à effleurement d'une platine imprimée, constituant une sorte de « grille » métallisée.

Lorsqu'on touche la plaque ON, un courant circule entre les deux moitiés de grille produisant une impulsion positive au point 7 de sortie de l'élément 6-5-7, du CA 3240.

Dans ces conditions, la diode qui lui fait suite est conductrice, l'anode devenant positive par rapport à la cathode rendue légèrement positive par le diviseur de tension 36 kΩ – 42 kΩ monté entre masse et le + 6 V.

En l'absence de polarité positive du point 7 de sortie, la cathode est positive par rapport à l'anode et la diode est bloquée.

Lorsqu'une impulsion positive apparaît sur le point 7 du CA 3240, elle est transmise au point 13 du CA 3059 qui commande le triac. Celui-ci est alors conducteur. Le CA 3059 est soumis à une réaction positive par la résistance de 51 kΩ montée entre les points terminant 8 et 13.

D'autre part, si l'on touche la « grille » OFF, l'entrée inverseuse 2 de l'autre élément 1-2-3 du CA 3240 est attaqué et la sortie 1 donnera une impulsion positive grâce à l'effet inverseur de cet amplificateur opérationnel de la même manière que dans le cas de l'élément 5-6-7 du même CI.

A noter que l'alimentation entre masse et les points + 6 V est obtenue à partir de la tension positive de 6 V du point 2 du CA 3059, reliée à une alimentation intérieure disposée dans ce circuit.

L'impulsion positive du point 1 est transmise par la diode 1 N 914 aux points 9, 10 et 11 du CA 3059 et le triac est bloqué. Bien entendu, la lampe de 40 W s'allume lorsque le triac est conducteur et s'éteint lorsqu'il est bloqué.

Le CI CA 3240 est à 8 contacts terminaux tandis que le CA 3059 est à 14 contacts.

Tout l'ensemble fonctionne sur alternatif.

Emetteurs d'infrarouges

Un premier montage d'émission d'infra-rouges est donné à la **figure 6**. Il est proposé dans **Popular Electronics**, par **Lou Garner**, d'après des documents de la R.C.A.

On y trouve un circuit intégré CA 3085 A ou B, une diode électroluminescente émettrice d'infrarouge, un condensateur et deux résistances.

Cet émetteur peut être alimenté sous une tension modérée de – 9 V ± 2 V, c'est-à-dire entre – 11 V et – 7 V.

Le CA 3085 est monté dans un boîtier à TO 5 ou rectangulaire DUAL IN LINE à 8 broches.

Ce CI est un régulateur de tension, donnant des tensions régulées de 1,7 V à 45 V, avec un courant jusqu'à 100 mA.

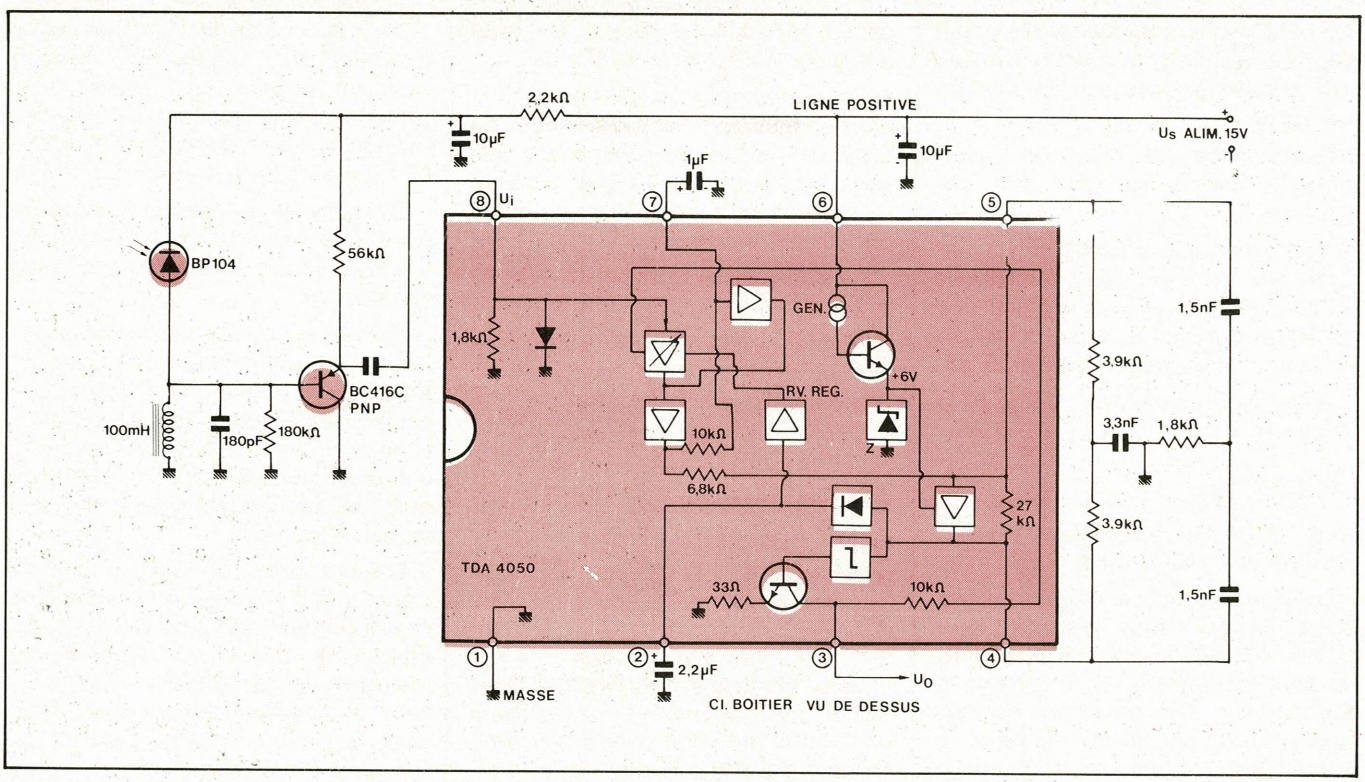


Fig. 8

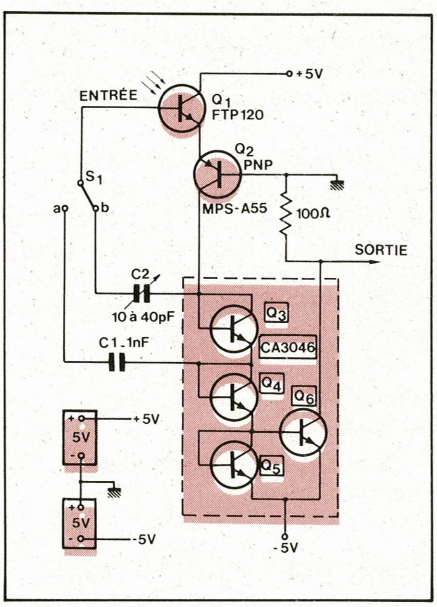


Fig. 9

Le montage du CA 3085 A ou B, proposé, permet de réaliser un émetteur de IR avec une tension non régulée provenant d'une source de 7 à 11 V.

Ce CI produit la régulation de tension requise et limite au maximum le courant de sens direct de la diode d'émission.

Le deuxième émetteur d'infra-rouges utilise un 555, en l'espèce le CA 555 de la R.C.A., équivalent exact du NE 555. Le brochage est celui du boîtier 8 broches, rectangulaire ou cylindrique.

Le schéma de la **figure 7** représente un émetteur d'impulsions. A la sortie 3 du CI 555, le signal est amplifié par un transistor PNP 2 N 6180 monté en collecteur commun, ce collecteur étant relié à la ligne négative d'alimentation.

Dans ce montage, le 555 est monté en oscillateur. Les broches 2 et 6 sont réunies et la fréquence d'oscillation est déterminée par la capacité de 60 nF et les résistances montées en série, entre le condensateur et la ligne positive.

Les autres points terminaux du 555 sont connectés de la manière habituelle : 4 et 8 à la ligne positive, 1 à la ligne négative, 7 au diviseur de tension, 5 au condensateur de 10 nF, la sortie étant au 3.

Le signal du point 3 est appliqué au potentiomètre de 250 Ω 2 W ce qui permet de doser l'amplitude du signal de sortie. La résistance de 1 Ω protège la diode électroluminescente à infrarouges SG 1010 (R.C.A.). Les autres composants actifs de ce schéma sont de la même marque.

L'alimentation est de 15 V. Elle est découplée par deux condensateurs, un électrolytique de 5 000 µF 16 V et un modèle non polarisé de 0,1 µF 16 V service ou plus.

Ensuite, de gauche à droite, sur le schéma, on trouve le diviseur de tension composé de 6 résistances montées entre la ligne positive et les points 2 et 6.

La partie inférieure, disposée entre y et 2 et 6, détermine, avec le condensateur, la durée des impulsions.

Cette durée se règle avec le potentiomètre de 10 kΩ qui permet une plus grande précision. D'autre part, le **PRR** = « pulse repetition rate » = fréquence de répétition des impulsions, se règle avec le potentiomètre de 5 MΩ et avec le vernier de 10 kΩ.

Tous les potentiomètres sont montés en résistances variables. Avec les valeurs des éléments du schéma, la durée des impulsions pourra être ajustée de 4 à 250 µs tandis que la fréquence du signal sera comprise entre 6 et 3 kHz.

Pour la mise au point, régler d'abord la durée des impulsions et ensuite le PRR. Ce réglage s'effectuera pour les résultats optimum de la diode de sortie en évitant de dépasser le maximum admissible de dissipation de puissance. Les impulsions pourront atteindre un courant de 3,5 ampères.

Application en IR du TDA 4050

D'après la revue **Components Report XIII 1978 N° 2,** éditée par **Siemens,** voici à la **figure 8** un schéma simplifié du circuit intégré **TDA 4050** donnant au point terminal 3 une tension U_o lorsqu'un signal à infrarouges est appliqué à la diode BP 104. Le circuit TDA 4050 est un préamplificateur et il permet de simplifier la construction d'un récepteur de signaux IR ou tout autre dispositif de commande à IR, pour radio, TV, commande à distance de tous appareils. Grâce à la régulation très poussée, de 77 dB de ce CI, ainsi qu'à son gain élevé de 100 dB, on sera assuré que pour différentes gammes de signaux IR reçus,

on obtiendra à la sortie un signal constant qui sera utilisable dans les applications choisies.

Dans le montage proposé, l'entrée est représentée par la photodiode BP 104 recevant le signal à IR provenant d'une source appropriée.

Le signal électrique qui en résulte est disponible sur la bobine de 100 mH shuntée par un condensateur de 180 pF et amortie par la résistance de 180 kΩ.

Ce signal est transmis à la base du transistor BC416 C, un PNP monté en collecteur commun, relié à la masse. L'émetteur à une charge de 56 kΩ, reliée à un point de potentiel positif, alimentant également la cathode de la LED.

La tension en ce point est obtenue à partir de la tension d'alimentation U_s = + 15 V, après réduction par la résistance de 2,2 kΩ avec découplage par une capacité de 10 μF.

Un autre condensateur de découplage de même valeur est monté aux bornes de l'alimentation afin d'éviter toute instabilité. L'alimentation est également branchée au circuit intégré. Le + est au point terminal 6 et la masse au point 1.

A noter que le CI TDA 4050 est monté dans un boîtier à huit points terminaux. Voici son branchement dans la présente application :

1 et 6 : – et + alimentation, respectivement ;
2 : découplage vers la masse par un condensateur de 2,2 μF électrolytique ;
3 : sortie du signal de tension U_o ;
4 et 5 : au réseau RC.

Il est facile de voir que ce réseau est un double T, un T à deux résistances et un condensateur et l'autre à deux condensateurs et une résistance.

7 : découplage par 1 μF vers la masse ;
8 : entrée du signal à amplifier.

L'accord du circuit parallèle 100 mH – 180 pF se fait à la fréquence :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,C}} \text{ (en hertz)}$$

avec L = 0,1 H, C = 180.10^{-12} F. En introduisant ces valeurs dans la formule de Thomson, on trouve :

f = 37 513 Hz ou 37,513 kHz.

Avec diverses capacités parasites, f_1 sera plus faible.

La bande passante de ce circuit est large étant donné la faible résistance d'entrée du transistor BC 416 C.

D'autre part, le circuit en double T est accordé sur une fréquence f_2 donnée par la formule approximative :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R\,C}$$

dans laquelle, selon le schéma R = 3 900 Ω, C = 1,5 nF, on trouve :

f_2 = 27 205 Hz

Le CI pourra recevoir tout signal dont f est inférieure à 100 kHz.

Ce CI possède les propriétés suivantes :

(a) régulation interne du gain de tension ;
(b) signal de sortie constant ;
(c) sécurité contre les courts-circuits à la sortie ;
(d) peu de composants extérieurs associés au CI ;
(e) peut être utilisé comme filtre de bande actif.

Le TDA 4050 peut être alimenté sous une tension de 7,5 à 15 V. Il consomme 9 mA et la fréquence du signal appliqué à l'entrée peut être comprise entre zéro et 100 kHz.

Dans le cas de l'application proposée, f est de l'ordre de 30 kHz. Aux mesures, on pourra retoucher les circuits accordés pour obtenir le maximum de gain à la fréquence désirée. La régulation, obtenue avec le régulateur interne, est 77 dB et le gain total de 100 dB.

Un fonctionnement normal est assuré si la température ambiante est comprise entre – 15 °C et + 80 °C.

En emploi comme filtre de bande, le montage proposé peut servir de base de départ. On déterminera les circuits d'accord selon les formules données plus haut et la valeur de la fréquence médiane de la bande de signaux à transmettre.

Il est évident que d'autres sources de signaux pourront être montées à l'entrée pour des applications différentes.

L'émission et la réception en infrarouge est étudiée et utilisée par de nombreux spécialistes pour des dispositifs d'alarme, de transmission et réception dans un milieu obscur et pour rendre visibles des objets non éclairés, à l'aide d'un système de TV approprié.

Montage amélioré d'un phototransistor

La réponse, à une impulsion lumineuse d'un phototransistor peut être améliorée à l'aide d'un montage « bootstrap » proposé par **Peter J. Kindmann** dans **Electronics** (17 août 1978).

Ce montage est représenté à la **figure 9** et permet d'obtenir une réponse plus rapide que dans l'application habituelle.

Une réaction sur la base accessible du phototransistor est établie à partir du collecteur du transistor Q_2.

On remarquera le montage cascade des transistors Q_1 et Q_2 caractérisé par le couplage émetteur de Q_1 à émetteur de Q_2. Cette réaction réduit la valeur effective de la capacité de jonction du phototransistor.

De ce fait, la vitesse de commutation de ce semi-conducteur est multipliée par dix.

Remarquons que Q_1 est un NPN du type FTP-120 à base accessible, ce qui permet la rétroaction « électrique ».

Q_2 est un PNP du type MPS A 55.

La théorie du fonctionnement peut se résumer de la manière suivante :

Lorsque le signal d'entrée qui, dans le cas présent, est lumineux, est détecté, le photo-courant produit le commencement de la charge de la capacité associée aux jonctions base à émetteur et base à collecteur de Q_2.

La tension aux bornes de la jonction base à émetteur de Q_1 a une valeur comparable à celle aux bornes de la jonction base à émetteur de Q_2.

Il fallait, par conséquent, trouver un procédé de compensation des deux chutes de tension V_{be} produites, de manière à obtenir une réduction de la capacité effective de jonction du phototransistor Q_1.

Théoriquement, les chutes de tension V_{be} peuvent être annulées en utilisant les chutes de tension PN aux bornes de deux diodes polarisées dans le sens direct et de pentes comparables.

Dans le présent montage, on a utilisé les transistors Q_3 à Q_5 d'un circuit intégré CA 3046, montés en diodes par réunion des bases aux collecteurs, ce qui constitue l'anode, la cathode étant alors l'émetteur.

En utilisant ce CI, on est assuré d'une bonne adaptation entre les semiconducteurs dans le montage considéré.

Entre le collecteur de Q_4 et la base de Q_1, on a établi une boucle de réaction constituant le circuit bootstrap qui produit un courant en phase sur cette base.

Cela a pour effet une charge rapide de la capacité de jonction et, de ce fait, le photocourant d'entrée se présente devant une capacité apparente moindre que celle existant réellement.

Etant donné que Q_1 a un coefficient β égal à plusieurs centaines, sa pente, base à émetteur, est moindre que celle des composants actifs à β de moindre valeur.

Q_4 et Q_5 sont utilisés dans le circuit de réaction. Pour obtenir un photocourant donné, C_2 doit être ajusté à une

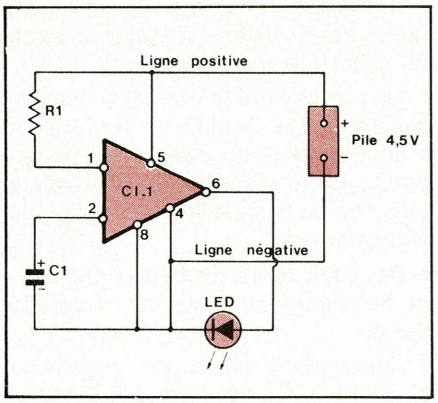


Fig. 12

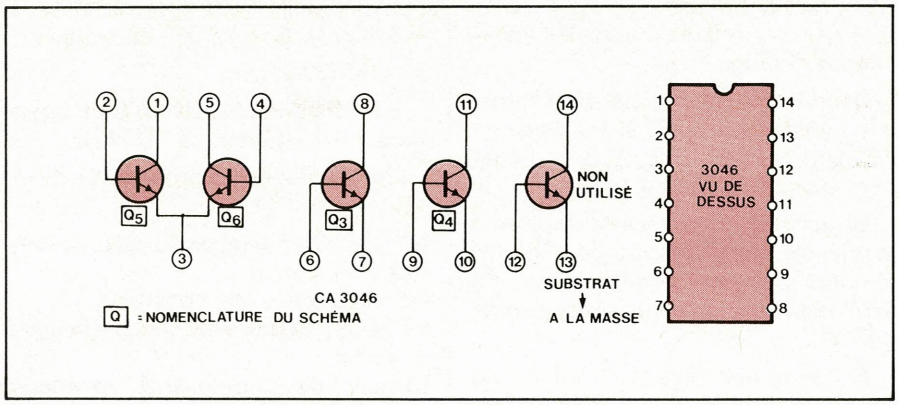


Fig. 10

valeur telle que le circuit soit juste au-dessous de l'état d'oscillation.

On a adopté le phototransistor Q_1 Fairchild, de type FTP-120 en raison de ses temps de montée et de chute, de 18 microsecondes en utilisant le montage à sortie sur l'émetteur, avec une charge spécifiée de 100 Ω.

Après compensation effectuée avec C_1, le temps de commutation se réduit à 5 µs environ. Ensuite, grâce à la compensation réglable avec C_2, le temps de commutation descend jusqu'à 2 ou 3 µs.

A la **figure 10,** on donne le brochage du circuit intégré R.C.A. du type CA 3046. Adopter la nomenclature du schéma.

Alimentation négative pour amplificateurs opérationnels

Dans la revue **Wireless World,** nous relevons une application simple du 555 de la plus grande utilité. Elle est proposée par **A. Pongsupath** de Birmingham.

Une telle alimentation est utile lorsqu'on a besoin de monter un amplificateur opérationnel à deux alimentations et on ne dispose que de l'alimentation positive.

Le montage de A. Pongsupath peut s'adapter à la plupart de ces pratiques car on obtient une tension négative sensiblement égale à la tension positive qui l'alimente.

Voici à la **figure 11,** le schéma de l'alimentation négative ne nécessitant qu'un 555 et deux diodes D_1 et D_2.

Le CI est monté en multivibrateur astable. Le montage se caractérise par la réunion des broches 2 et 6 et la résistance entre les broches 6 et 7 et la capacité entre la broche 6 et la masse.

Le multivibrateur donne à la sortie, broche 3, une tension rectangulaire qui commande le réseau C_1 D_1.

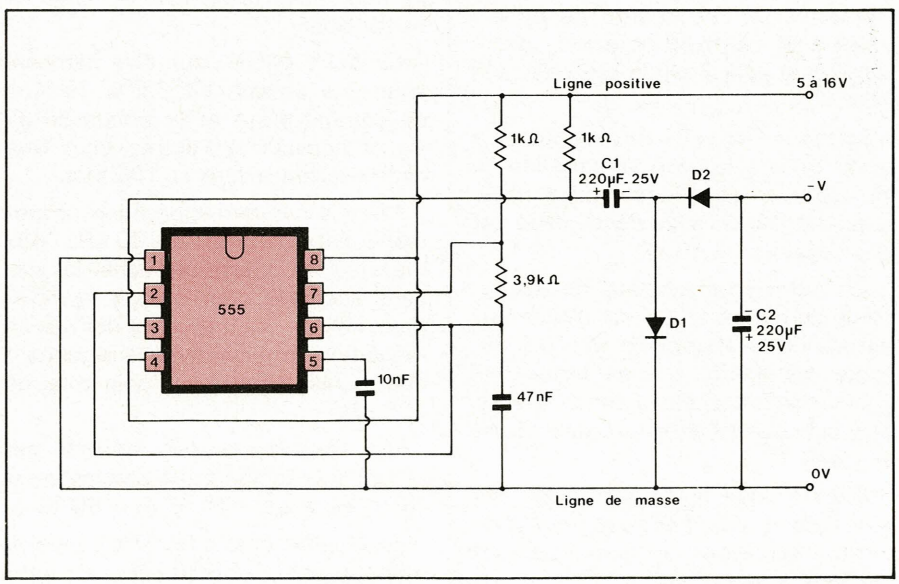


Fig. 11

Les composants C_2 et D_2 déforment le signal de manière à fournir la tension négative requise – V.

Si l'on reproduit les valeurs indiquées des éléments, l'oscillateur fonctionne à la fréquence f = 2 kHz environ. Il n'est pas nécessaire que f soit précise, toute valeur comprise entre 1 et 4 kHz conviendra aussi bien.

Indicateur lumineux à très faible consommation

Dans de nombreux cas, on a besoin de trouver un objet indispensable en cas de panne d'électricité, par exemple.

En cette circonstance, on recherche la torche électrique qui permettra de s'orienter et de trouver éventuellement les fusibles si la panne est locale ou de mettre en marche l'éclairage de secours, si la panne provient du secteur.

Il est donc nécessaire que l'on puisse trouver cette torche et cela serait facile si elle était en état de marche.

La consommation de courant imposée à la pile serait toutefois excessive pour un fonctionnement permanent prolongé. On a trouvé un remède à cette situation en disposant dans le boîtier de la torche de 4,5 V, un petit montage optoélectronique à très faible consommation, éclairant une LED et connecté en permanence à la pile.

Le montage de la **figure 12** est proposé dans **Electronics Today International** de juillet 1978.

Voici les valeurs des éléments : CI-1 = LM 3909, R_1 = 3,9 kΩ, C_1 = 330 µF 4 V service, LED = diode électroluminescente verte quelconque.

Cet oscillateur ne consomme du courant que pendant 1 % de la période tandis que pendant les 99 % restants, la consommation est de 50 µA ce qui, pratiquement, ne décharge pas la pile. De ce fait, la LED rend visible l'emplacement de la torche. Bien entendu, la même pile alimentera la lampe d'éclairage de la torche, par l'intermédiaire de l'interrupteur habituel.

La réalisation de ce petit montage doit être à très faible encombrement afin de pouvoir le loger dans la torche.

Le LM 3909 est présenté en boîtier rectangulaire à 8 broches.

F. Juster

La stimulation cardiaque intra-corporelle, au moyen d'un dispositif électronique autonome, constitue un fait sans précédent dans l'histoire du génie biomédical. Les patients présentant des troubles de la conduction, au niveau du muscle cardiaque, peuvent maintenant prétendre à une espérance de vie presque aussi longue que celle des sujets de même âge ne présentant pas ces troubles.

La stimulation cardiaque

Il y a vingt ans, en 1958, le premier stimulateur était implanté. Depuis, près de 400 000 porteurs de pacemakers circulent dans le monde. A l'origine de cette aventure, quelques constructeurs se partageaient un marché en forte expansion due à l'aspect médical et technique de cette indication. L'aspect médical représenté par une meilleure approche physiologique des troubles de la conduction cardiaque ; puis l'aspect technique, par la mise au point de stimulateurs miniaturisés et fiables.

Dans ce cas particulier, l'électronique et la cardiologie vivent en symbiose, mais avec en plus une finalité thérapeutique propre au génie médical. C'est par des actions de ce genre que la technique montre sa présence indispensable en médecine. Ainsi, nous apprenons qu'une petite anglaise de neuf mois vient d'être appareillée avec un stimulateur construit en Australie et pesant 50 grammes. Il fonctionne sur piles au lithium. Le bébé souffrait d'un ralentissement de rythme cardiaque depuis sa naissance. Depuis l'opération, le cœur bat au rythme de 95 coups/ mn, ce qui est normal pour un enfant de cet âge.

Un quart de siècle

C'est le 28 août 1952, qu'un homme de 75 ans arrive au service de cardiologie de l'hôpital Beth-Israël de Boston, à la suite de deux syncopes par arrêt cardiaque prolongé. Après 34 injections intra-cardiaques d'adrénaline, l'état du patient ne s'améliore pas et l'on fait appel à P. Zoll, qui, pour la première fois, applique un courant électrique sur le thorax du patient. Le stimulateur est externe, le pôle négatif est placé sur la peau du patient, le pôle positif, sous la forme d'une aiguille, est introduit entre les côtes, dans la région du cœur. L'expérience fut concluante sur le plan de la stimulation, mais le malade mourut à la suite d'un hématome péricardique provoqué par les multiples injections intra-cardiaques.

Depuis cette époque la stimulation cardiaque a beaucoup évolué, on peut même dire que c'est la seule technique qui a parcouru autant de chemin en un quart de siècle, aussi bien dans le domaine de la connaissance de l'électrogénèse du cœur que dans l'élaboration d'un produit de haute technicité.

Cette première expérience représente la stimulation cardiaque externe avec les électrodes placées sur la cage thoracique. C'est une méthode qui n'est pratiquement plus utilisée actuellement. Elle nécessite des impulsions dont la tension est d'une centaine de volts pour stimuler le cœur à travers la paroi thoracique. Lorsque celle-ci est épaisse, l'impulsion passe mal et la stimulation est inefficace. En outre, c'est une méthode parfois douloureuse.

C'est donc la stimulation interne qui représente la méthode la plus usitée actuellement, avec la mise en place d'une sonde-électrode que l'on pousse jusque dans le ventricule droit, à travers une veine périphérique. Le stimulateur est externe mais l'impulsion déli-

vrée est beaucoup plus faible, quelque cent fois moins.

Ceci représente l'acte thérapeutique en cas d'urgence. Il est certain que pour une thérapie au long cours et afin de respecter l'autonomie des malades, la stimulation interne par un stimulateur implanté est la méthode idéale. C'est la seule à l'heure actuelle assurant le traitement des troubles de la conduction au niveau du cœur. Le premier stimulateur intra-corporel a été implanté en 1958 **(fig. 2)** et l'on estime à près de 30 000 le nombre de porteurs de pacemakers en France et à 400 000 le nombre des implantés dans le monde.

Pour fixer les idées, il y a eu 19 000 stimulateurs implantés en France en 1977. Cela représente environ 12 500 nouveaux cas, puisque l'on estime environ au 1/3 le nombre d'implantations destiné à remplacer les appareils usés, défectueux ou mal tolérés. Ces chiffres varieront au cours du temps, car le renouvellement d'un appareil est fonction de l'usure de ses piles et celles-ci augmentent leur longévité, surtout avec l'apparition du lithium ; d'autre part, le choix des composants améliore la fiabilité (diminution du nombre de remplacement). En revanche, le nombre de nouveaux cas augmentera et il est difficile de savoir dès maintenant comment évoluera cet équilibre et de prédire le nombre de pacemakers qui seront mis sur le marché.

La durée de vie d'un stimulateur (sans réimplantation) est surtout fonction de sa source d'énergie, et si l'on a pu enregistrer un record mondial de longévité (72 mois) avec des piles au mercure comme source d'énergie, ce record sera facilement battu avec l'apparition des piles au lithium (6 à 7 ans de fonctionnement) ou des sources isotopiques (8 à 10 ans).

Cependant, l'augmentation de la durée de vie du stimulateur implique d'améliorer également la robustesse des électrodes, afin d'éviter des réinterventions avant l'usure des appareils dits de « longue durée ». En tout état de cause, l'ensemble malade-stimulateur représente un système complexe dont on maîtrise de mieux en mieux les diverses composantes et c'est ce propos que nous aimerions aborder maintenant.

De la cellule au muscle cardiaque

Le cœur est un muscle creux (le myocarde) dont le rôle est celui d'une pompe dans le système circulatoire sanguin. Cette pompe n'est pas sous la dépendance directe du système nerveux, son fonctionnement est autonome. Pour en comprendre le mécanisme, il est nécessaire de descendre jusqu'au niveau de ses unités fonctionnelles : les cellules myocardiques.

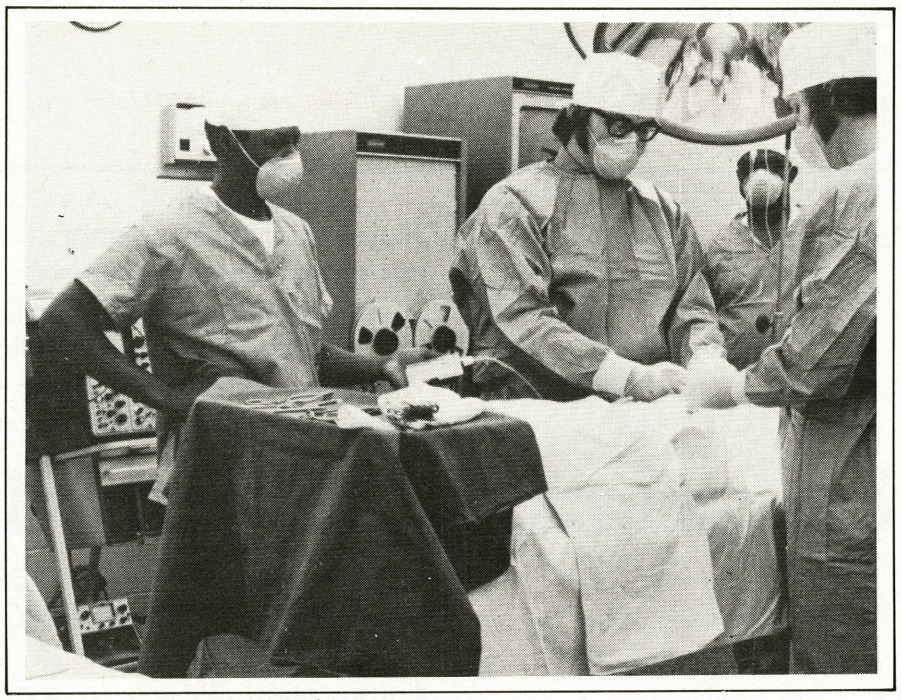


Fig. 1. – L'expérimentation animale représente une démarche essentielle dans le développement de ce type de matériel. La photo montre la recherche du seuil de stimulation avant l'implantation d'un pacemaker (doc. Medtronic).

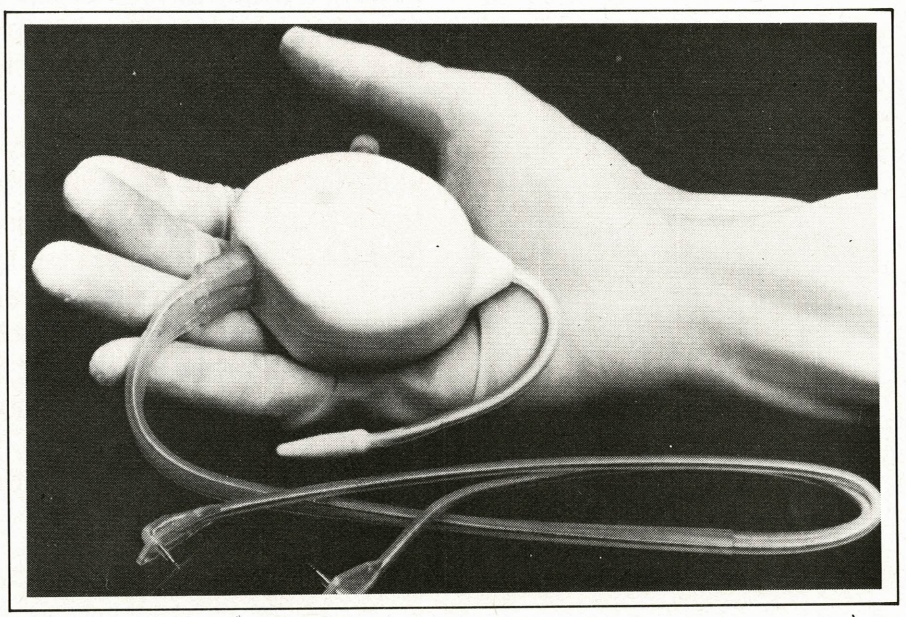


Fig. 2. – Le premier stimulateur intracorporel implanté. Il est équipé d'une sonde bipolaire qui sera suturée sur le muscle cardiaque (doc. Medtronic).

Comme toutes les cellules du corps humain, la cellule du muscle cardiaque est isolée du milieu extérieur par une membrane. Il en résulte des concentrations ioniques différentes de part et d'autre de cette membrane. On note, par exemple, une concentration en potassium plus importante à l'intérieur de la cellule que dans le liquide interstitiel (extra-cellulaire). C'est l'inverse que l'on rencontre pour le sodium. Le gradient ionique existant entre l'intérieur et l'extérieur de la cellule est en relation avec les charges électriques que l'on relève à l'extérieur (positives) et à l'intérieur (négatives) de la cellule. Une électrode plongée à l'intérieur de la cellule permettra d'enregistrer un potentiel de – 90 mV par rapport au milieu interstitiel : c'est le potentiel de repos.

L'excitation (électrique, chimique ou mécanique) de la cellule myocardique va modifier la polarisation d'un point de la cellule et ce changement va gagner de proche en proche toute la surface de la membrane cellulaire **(fig. 3)**. Celle-ci va devenir négative à l'extérieur et positive à l'intérieur de la cellule. Le potentiel passe de – 90 à + 20 mV selon une courbe caractéristique que l'on appelle le potentiel

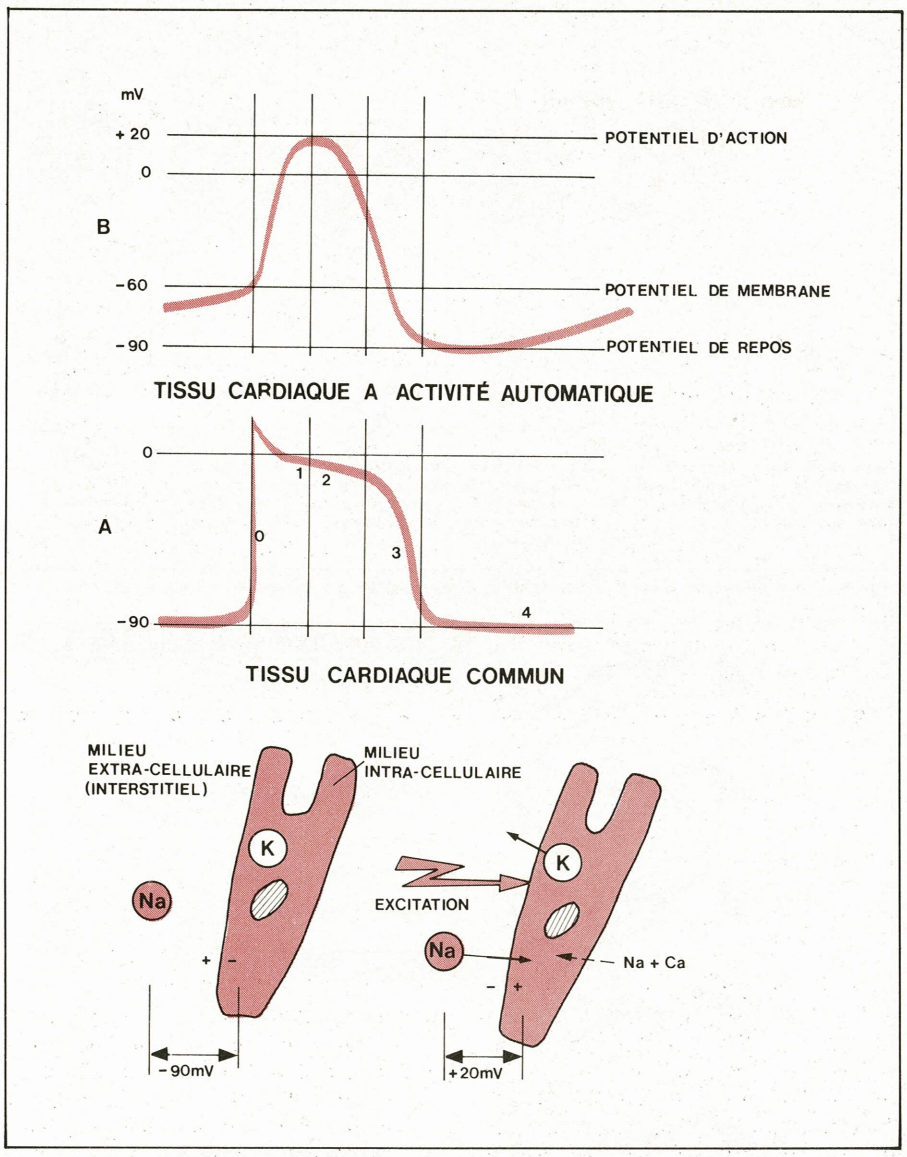


Fig. 3. – Cellule du myocarde et potentiel d'action.

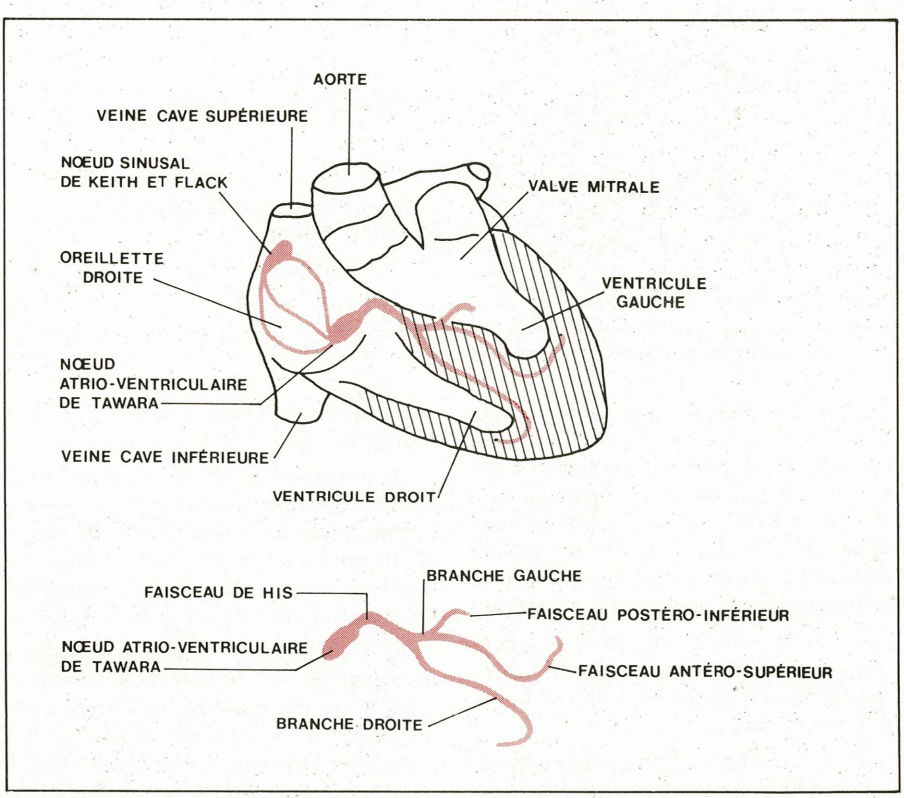


Fig. 4. – La conduction intracardiaque.

d'action. A ce niveau, il y a lieu de considérer deux types de cellules : les cellules communes du myocarde, qui constituent les parois des oreillettes et des ventricules et qui subissent l'activation ; et les cellules automatiques qui sont à la base de certaines structures intracardiaques particulières et qui représentent le moteur du myocarde.

Les oreillettes et les ventricules

Les oreillettes et les ventricules sont les quatre cavités du cœur, dont les contractions forment un cycle qui se répète environ 70 fois par minute. La contraction d'une oreillette a pour but de remplir le ventricule au moment où celui-ci se relâche : c'est la diastole ; la contraction d'un ventricule chasse le sang dans le réseau artériel, c'est la systole. Nous n'entrerons pas davantage dans la dynamique circulatoire, sachons seulement que le cœur travaille environ 1/3 du temps du cycle cardiaque, mais durant toute la vie de l'individu, sans interruption.

La cellule composant le tissu atrial (oreillette) et ventriculaire voit son potentiel passer brutalement de – 90 à + 20 mV **(fig. 3 A)**. C'est la phase 0 de dépolarisation brusque où les transferts ioniques sont rapides : le sodium entre dans la cellule alors que le potassium la quitte. Puis, le potentiel se maintient, notamment par l'entrée lente de sodium et de calcium, ce sont les phases 1 et 2. Le potentiel chute, c'est la phase 3, pour atteindre la phase 4 de récupération du potentiel initial. La phase 3 est consommatrice d'énergie et c'est l'adénosine 5' triphosphorique (ATP) qui la lui fournie.

C'est l'ensemble de cette action, qui se propage de cellule à cellule, qui permet au tissu de l'oreillette et du ventricule de se contracter ou de se relâcher.

Les centres de la motricité cardiaque automatique

Les centres de la motricité sont composés de cellules automatiques, dont les potentiels d'action ne sont pas les mêmes que ceux que nous venons de voir pour les cellules du myocarde. On peut dire, en résumant, que la vitesse de dépolarisation est plus lente, il n'y a pas de phase en plateau et qu'il y a une phase de dépolarisation lente juste avant une phase de dépolarisation rapide **(fig. 3 B)**. Cette phase de dépolarisation lente aboutit spontanément au seuil de potentiel membranaire (– 60 mV).

Les cellules concernées forment le tissu de certaines structures, tels : le nœud sinusal ou nœud de Keith et Flack, le nœud atrio-ventriculaire ou nœud de Tawara, le faisceau de His, les branches du faisceau de His et les fibres de Purkinje **(fig. 4)**. Le caractère particulier de ces différentes structures est d'avoir un rythme de dépolarisation d'autant plus lent que la structure envisagée est plus près des cellules myocardiques. Ainsi, le nœud sinusal de Keith et Flack a un rythme de 70 / mn, c'est lui qui commande le rythme du cœur, c'est le pacemaker physiologique. En cas de défaillance de ce dernier, c'est le nœud de Tawara (atrio-ventriculaire) qui prendra le relais, mais à un rythme de 50/mn. Et ainsi de suite jusqu'aux structures du faisceau de His et des fibres de Purkinje, où le rythme descend à 30/40/mn. Cela suppose une certaine hiérarchie entre les structures dont les plus rapides imposent le rythme aux structures sous-jacentes, plus lentes.

La conduction intra-cardiaque

L'onde de dépolarisation (l'influx) se propage depuis le nœud sinusal de Keith et Flack pour atteindre, après 70 ms, le nœud atrio-ventriculaire de Tawara. L'influx met 60 ms pour traverser le nœud de Tawara puis se dirige ensuite dans le tronc du faisceau

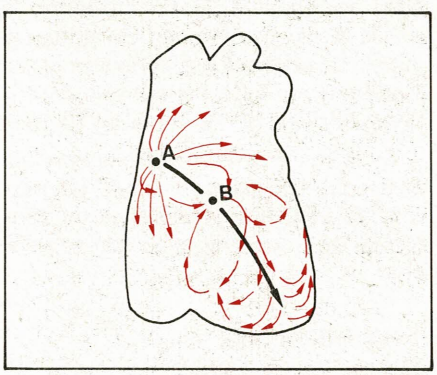


Fig. 5. – Trajet de l'onde de dépolarisation depuis le nœud sinusal de Keith et Flack A, puis vers le nœud atrio-ventriculaire de Tawara B, jusqu'au bas des ventricules (d'après Longmore).

de His où il poursuit son chemin dans les branches irradiant vers les ventricules gauche et droite, ces branches se terminent en nombreuses ramifications que l'on appelle le système de Purkinje (système intermédiaire entre les fibres nerveuses du faisceau de His et les cellules du myocarde) **(fig. 5)**.

Cette conduction s'effectue selon un cycle que l'on peut enregistrer au moyen d'un électrocardiographe (ECG) et la **figure 6** montre les différentes phases de l'enregistrement électrique

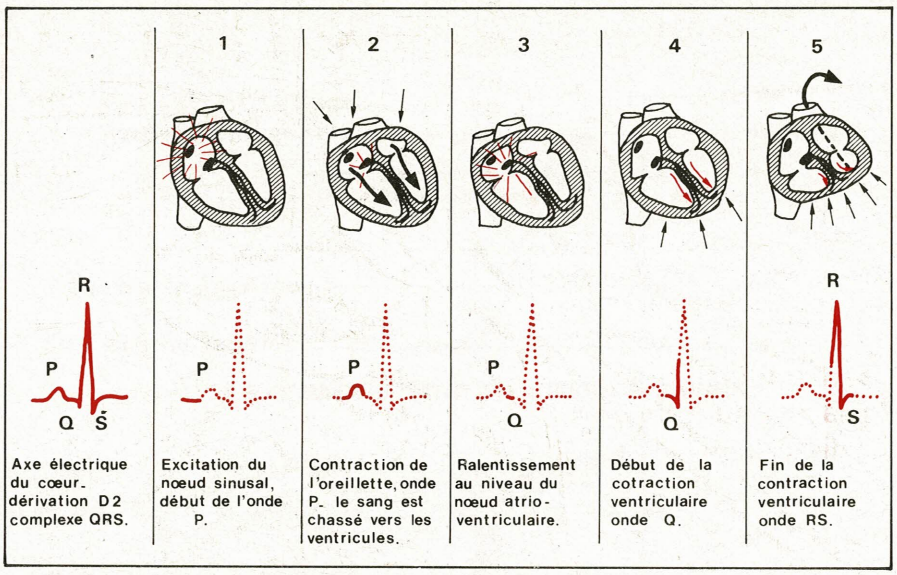


Fig. 6. – Les différentes phases, mécaniques et électriques de la contraction cardiaque.

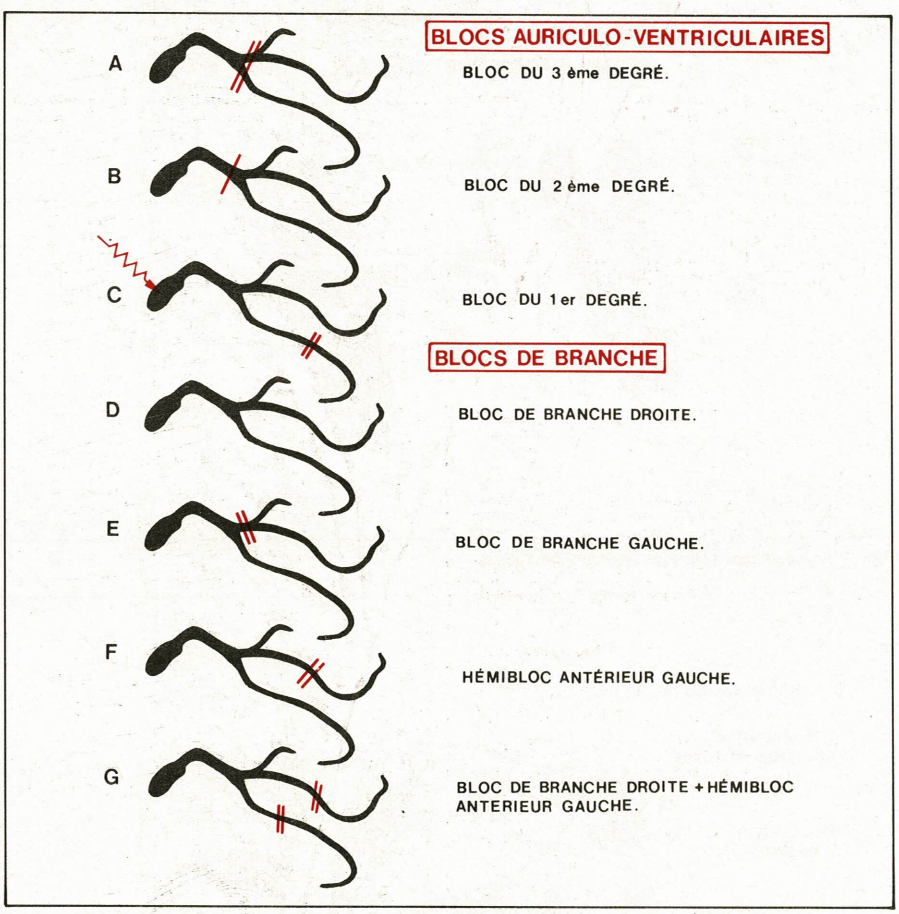


Fig. 7. – Les troubles de la conduction cardiaque.

du cœur en fonction de l'activité musculaire du cœur, c'est-à-dire en fonction de la dynamique circulatoire. On choisit la dérivation D_2 (bras droit – jambe gauche) qui, par rapport à l'axe électrique du cœur, fournit les potentiels les plus élevés. On constate le déroulement du processus suivant :

1) L'excitation du nœud sinusal provoque le début de la contraction des oreillettes. Le début de l'onde P apparaît sur le tracé ECG.

2) L'excitation atteint le nœud atrio-ventriculaire, la contraction des oreillettes est complète, le sang est chassé vers les ventricules. L'onde P a une durée de 0,08 à 0,1 seconde.

3) Le nœud atrio-ventriculaire joue le rôle d'un ralentisseur où la vitesse de propagation de l'influx passe de 100 à 5-10 cm/s. Le tracé ECG retrouve la ligne de base, après l'onde P, pendant une courte période de 0,05 à 0,008 s.

4) L'excitation se propage le long du faisceau de His, la contraction ventriculaire commence à se réaliser, et c'est le début d'une grande QRS qui est l'image même de ce complexe ventriculaire. L'onde Q en est la première composante.

5) L'excitation se termine dans le système de Purkinje, la contraction ventriculaire est totale et le tracé enregistre l'onde RS.

Ensuite, le tracé revient sur la ligne de base, où apparaît une onde T (non figurée sur la figure) signalant que les cellules des ventricules, après s'être dépolarisées durant la contraction ventriculaire, se repolarisent. Après l'onde T, le cœur est au repos.

Les troubles de la conduction cardiaque

Les troubles possibles dans le cheminement de l'influx au cours de la conduction cardiaque se situent à différents niveaux et par ce fait, engendrent des signes cliniques et électrocardiographiques particuliers. Il est intéressant de les passer en revue rapidement car ils permettent de mieux comprendre ensuite le rôle de la stimulation cardiaque.

Le **bloc atrio-ventriculaire** apparaît lorsque la conduction (onde P) entre le nœud sinusal et le nœud atrio-ventriculaire est défectueuse, c'est la maladie d'Adams-Stokes. Lorsque la conduction est inexistante, nous avons affaire à un bloc du 3e degré où les ventricules battent à leur propre rythme de 40/mn, alors que les oreillettes contiennent de battre à 70/mn, il y a asynchronisme. Ce rythme lent n'est pas influencé par l'effort, il est stable, c'est le pouls lent permanent **(fig. 7 A)**. En revanche, ce rythme lent donne un faible débit cardiaque, avec aucune correction au moment de l'effort, d'où l'apparition de troubles fonctionnels tels l'asthénie, une gêne respiratoire, de l'insuffisance cardiaque.

Lorsque la conduction (onde P) atteint le nœud atrio-ventriculaire, mais pas à tous les coups (c'est-à-dire 2, 3 ou 4 contractions de l'oreillette pour une contraction du ventricule : types 2/1, 3/1 ou 4/1), nous avons un bloc atrio-ventriculaire du 2e degré **(fig. 7 B)**.

Enfin, lorsque le temps de conduction est simplement allongé, il s'ensuit un léger accroissement de l'espace entre les ondes P et R **(fig. 7 C)**.

Ces troubles peuvent apparaître d'une façon paroxystique, dans un ECG normal par ailleurs. Le dépistage nécessite un ECG associé surtout à un bon examen clinique.

Les **blocs de branche** apparaissent lorsque la conduction sur l'une des branches du faisceau de His est interrompue. Nous avons alors différents types tels : le bloc de branche droite **(fig. 7 D)**, le bloc de branche gauche **(fig. 7 E)**, l'hémibloc antérieur gauche **(fig. 7 F)**, ou des combinaisons de plusieurs types comme, par exemple, le bloc de branche droite avec un hémibloc antérieur gauche **(fig. 7 G)**.

Cliniquement, la rupture d'une branche du faisceau de His n'empêche pas le ventricule de se contracter, elle provoque simplement un léger retard de la contraction du ventricule correspondant au faisceau interrompu. Le diagnostic se fait à l'auscultation (dédoublement des bruits du cœur) confirmé à l'ECG. Il est certain que cette suppléance qui se fait par court-circuitage de la voie bloquée est valable, parfois, durant quelques années, mais les malades sont à surveiller car ce sont des candidats à syncopes graves, qu'il est préférable d'appareiller avant ce stade.

Devant ces tableaux cliniques variés, dont la gravité met en jeu la vie des malades, la stimulation électrique représente un moyen de suppléance qu'aucune drogue ne peut remplacer. Cette stimulation doit s'effectuer selon des critères bien précis, que l'électronique est à même de pouvoir respecter.

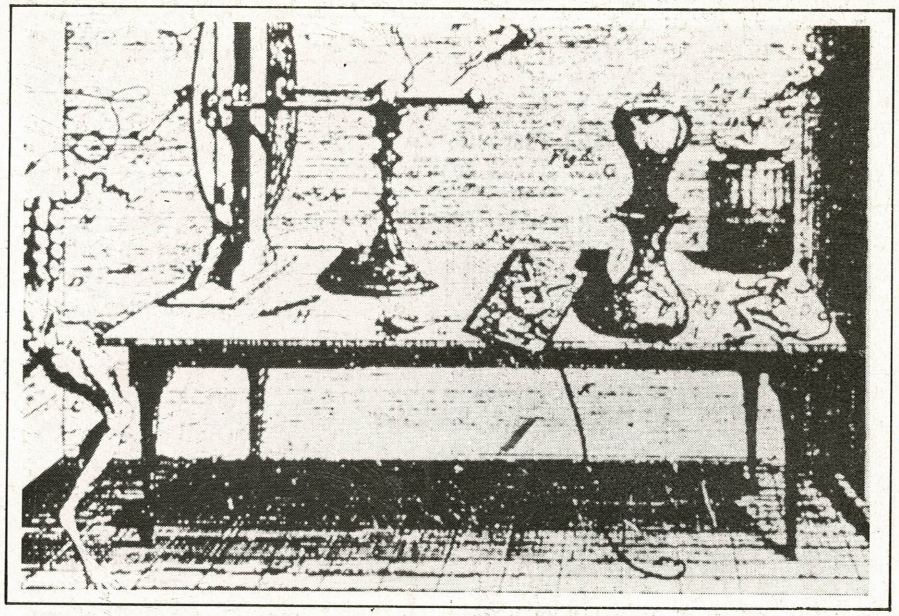


Fig. 8. – Expérience fondamentale de Luigi Galvani sur les pattes de grenouille, montrant que l'excitation du nerf crural provoque la contraction des muscles de la patte. Extrait de Galvani Luigi, De vibris electricitis, 1791, fig. 1 (doc. Medtronic).

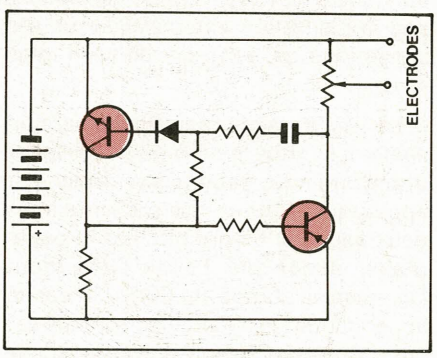


Fig. 9. – Schéma de principe d'un oscillateur pour stimulateur cardiaque.

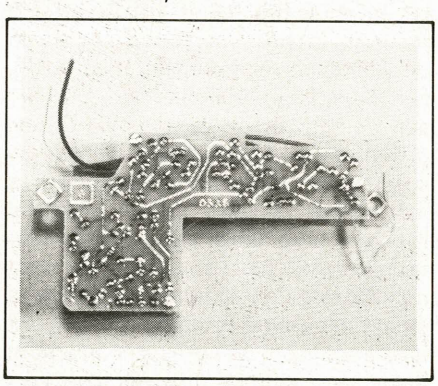


Fig. 10. – Détail du circuit électronique d'un stimulateur cardiaque (doc. Pacesetter-CGR).

Les stimulateurs cardiaques

Il est bien connu des neurophysiologistes que l'excitation d'un muscle au moyen d'une impulsion électrique provoque la contraction de celui-ci **(fig. 8)**. Dans le cas du muscle cardiaque, il suffit de répéter périodiquement cette impulsion en tenant compte de la tension, de l'intensité, de la durée de cette impulsion, pour provoquer une contraction musculaire rythmique. La fréquence de cette impulsion est fournie par un oscillateur, qui rend conducteur un relais (transistor). Le courant, stocké dans des piles, est dirigé vers le cœur par l'intermédiaire d'une électrode, à chaque fois que le transistor est sollicité par l'oscillateur **(fig. 9, 10, 11)**.

Ce schéma de principe, très simpliste, est loin de la réalité puisqu'il existe différents modèles de pacemakers, selon les indications cliniques. A cet aspect du problème s'ajoute celui de la source d'énergie qui, au cours des

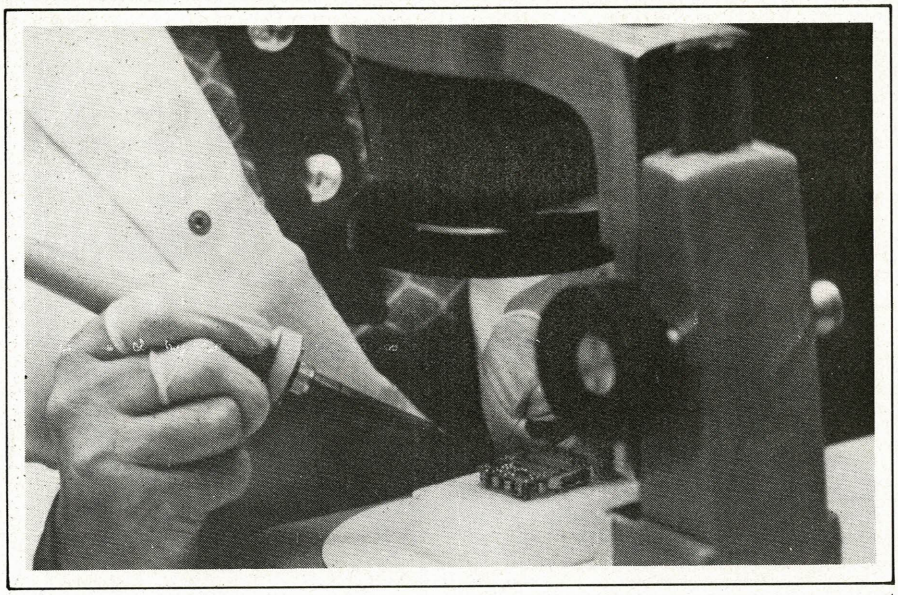


Fig. 11. – Raccordement du circuit à sa source d'énergie, dans un stimulateur (doc. Pacesetter-CGR).

dernières années, a fait d'importants progrès dans le sens d'une meilleure longévité.

Le **pacemaker à rythme fixe** (ou asynchrone) est le plus simple des appareils. Il découpe 70 fois par minute l'énergie fournie par des piles, pour la dispenser au cœur défaillant sous la forme d'impulsions d'environ une milliseconde. Sa simplicité lui confère une bonne fiabilité. En revanche, lorsque la conduction atrio-ventriculaire se rétablit, il y a compétition entre les stimulations naturelle et artificielle. Le patient peut ressentir un certain malaise et surtout on peut craindre qu'une impulsion soit délivrée durant la phase vulnérable du cyle cardiaque et provoquer ainsi une fibrillation ventriculaire. Il faut savoir en effet qu'au sommet de l'onde T, existe un intervalle d'environ 40 ms durant lequel toute impulsion électrique peut déclencher une désynchronisation au niveau des ventricules. Bien que ce risque soit rare, c'est la raison pour laquelle un autre modèle de stimulateur fut étudié.

Le **pacemaker synchrone à l'oreillette** apparut sur le marché, vers 1962, et fut conçu dans un esprit plus physiologique, puisqu'il décelait l'activité de l'oreillette au moyen d'une électrode spéciale, pour déclencher ensuite la contraction ventriculaire. La séquence se présente ainsi : recueil de l'activité auriculaire au moyen d'une électrode fixée sur l'oreillette – Temporisation du signal correspondant au ralentissement provoqué par le nœud atrio-ventriculaire de Tawara – Stimulation du ventricule au moyen d'une seconde électrode **(fig. 12).**

Ce stimulateur fournit au malade un débit cardiaque adapté à l'effort, tout au moins dans certaines limites, et il a trouvé des indications chez les sujets jeunes. Malheureusement, l'électrode auriculaire est une source de soucis, son implantation est malaisée et ses indications se font de plus en plus rares.

Le **pacemaker sentinelle,** connu également sous le nom de **pacemaker à la demande, pacemaker relais,** est apparu en 1965 et il se présente sous deux aspects. Le premier est le **pacemaker inhibé par l'onde QRS** (dont l'expression abrégé est QRS–). C'est un appareil dont le circuit électronique est plus complexe puisqu'au moyen d'une même électrode il surveille et stimule la ventricule **(fig. 13** et **14).** En effet, il recueille le potentiel au cours de la dépolarisation spontanée (onde QRS), puis l'amplifie. Ce signal bloque le circuit de stimulation pendant un temps qui correspond à la période de base du stimulateur. Si le cœur ne s'est pas manifesté durant cette période, l'impulsion se déclenche et la stimulation du ventricule a lieu. Si le cœur s'est manifesté durant la période de base, le circuit est inhibé et ne pourra délivrer une impulsion qu'après l'écoulement d'une autre période de base. Il est certain que si le cœur ne possède aucun rythme spontané, le stimulateur fonctionnera comme un pacemaker à rythme fixe. En revanche, si le cœur a un rythme supérieur à celui de l'appareil, ce dernier sera continuellement inhibé et il sera difficile de savoir si le patient est porteur ou non d'un pacemaker.

Le deuxième aspect sous lequel se présente un pacemaker sentinelle est le **pacemaker déclenché par QRS** (en abrégé QRS +). Dans ce cas nous avons également une sonde-électrode qui surveille l'activité ventriculaire. Si le rythme cardiaque est plus rapide que celui du ventricule, contrairement au stimulateur QRS –, l'appareil enverra

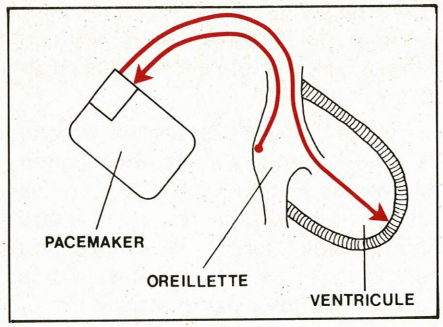


Fig. 12. – Pacemaker synchrone déclenché par l'oreillette. Le stimulateur détecte l'activité de l'oreillette, ce qui permet à celle-ci de commander la stimulation du ventricule selon l'activité du sujet.

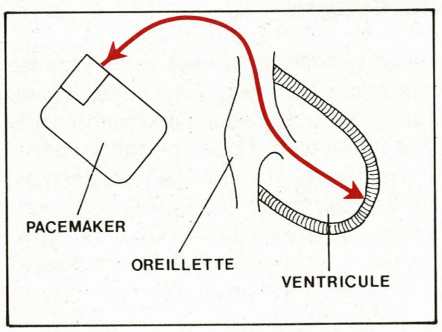


Fig. 13. – Le pacemaker sentinelle comporte une électrode qui surveille et stimule le ventricule, si la contraction autonome est absente.

Fig. 14. – Pacemaker inhibé par l'onde QRS (doc. Medtronic).

une impulsion de stimulation qui se placera à l'intérieur du complexe QRS, c'est-à-dire bien souvent en période réfractaire.

Ainsi, si l'on applique des impulsions électriques de quelques volts à la surface du thorax, bien que trop faibles pour déclencher une action ventriculaire, celles-ci seront interprétées par le stimulateur comme des complexes QRS. Ces impulsions seront suivies d'une réponse ventriculaire, si le cœur ne se trouve pas en période réfractaire. Après un certain temps, le rythme rapide de la stimulation externe finira par prendre le pas sur celle du stimulateur et cela peut être intéressant dans certains cas cliniques.

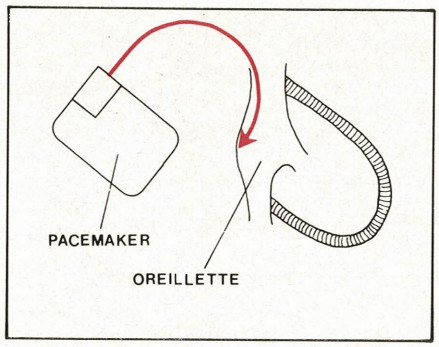


Fig. 15. – Pacemaker auriculaire destiné aux patients présentant des défauts de conduction au niveau du nœud sinusal de Keith et Flack.

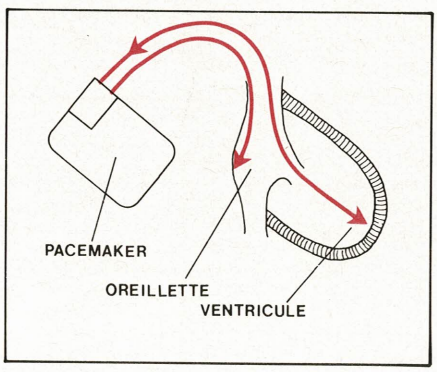


Fig. 16. – Le pacemaker bifocal est un double stimulateur : l'un auriculaire, l'autre ventriculaire, dont les séquences de stimulation sont séparées entre elles par un temps prédéterminé.

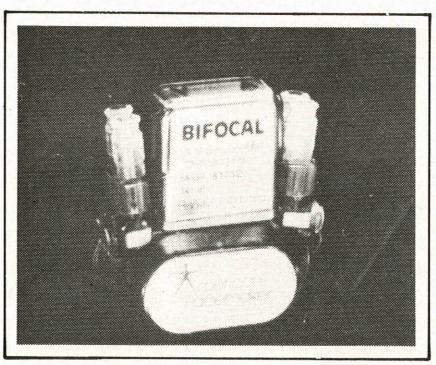


Fig. 17. – Stimulateur bifocal (doc. STIM-American Pacemaker).

Le **pacemaker auriculaire,** qu'il ne faut pas confondre avec le pacemaker synchrone à l'oreillette, a pour indication les porteurs de bloc sino-atrial, c'est-à-dire les patients présentant des défauts de conduction entre le nœud sinusal de Keith et Flack et le nœud de Tawara, mais ayant une conduction atrio-ventriculaire normale **(fig. 15).** Son indication est limitée d'autant que la stimulation de l'oreillette nécessite des électrodes qu'il n'est pas toujours aisé de maintenir dans l'auricule. Toutefois, l'apparition sur le marché de pacemaker bifocal, incite à considérer cette forme de stimulation comme intéressante dans l'avenir.

Le **pacemaker bifocal** est en fait un double stimulateur dont l'un est un stimulateur auriculaire, comme décrit précédemment, et l'autre un stimulateur à la demande, inhibé par l'onde QRS **(fig. 16** et **17).** La stimulation s'effectue en deux temps, d'abord l'oreillette et ensuite le ventricule avec, entre deux, une séquence de temps convenablement choisie. Ce type de stimulateur s'adresse aux patients qui sont atteints de troubles du rythme auriculaire (ralentissement du pouls : bradycardie) et qui présentent en plus des troubles en aval de cette formation auriculaire, c'est-à-dire des troubles de la conduction auriculo-ventriculaire et des branches du faisceau de His. Il est certain que la présence de double circuits électroniques réduit d'autant la durée de vie de ce type d'appareil, mais les indications cliniques sont parfois impératives.

Le **pacemaker programmable** est un stimulateur dont on peut modifier certains paramètres de la stimulation, au moyen d'une action externe à l'organisme. En fait, la plupart des stimulateurs implantés de nos jours ont des paramètres préréglés et non modifiables après implantation. Toutefois cette possibilité existe, elle a même fait l'objet d'essais relativement anciens puisque l'on pense que c'est en Hollande, autour des années 60, que serait né le premier stimulateur programmable.

La possibilité de modifier les paramètres d'un stimulateur est intéressante à plus d'un titre. Tout d'abord, implanter un appareil dont le rythme est de 70 impulsions/mn peut être une bonne chose chez des sujets qui s'accommoderaient d'un rythme inférieur ou supérieur. Stimuler un cœur au moyen d'une impulsion de 5 ou 6 volts est un luxe qui nuit à la longévité des piles du pacemaker, si le sujet a un seuil de stimulation très bas (1 volt par exemple), même en tenant compte d'une marge de sécurité, il est intéressant de pouvoir modifier de l'extérieur le programme de l'appareil.

Ainsi, les paramètres réglables dont les constructeurs ont tenu compte seraient, par ordre d'importance :

- la fréquence de stimulation,
- la puissance des impulsions,
- l'amplitude ou la durée des impulsions,
- la sensibilité,
- le mode de stimulation, notamment dans le cas d'un stimulateur synchrone à l'oreillette (onde P) que l'on peut commuter pour le transformer en stimulateur asynchrone.

En réalité, il y a divergence de vue des utilisateurs (les médecins, pas les malades) quant à l'emploi de ce type d'appareil. Pour certains médecins, il serait inutile voire dangereux de compliquer les circuits électroniques de tels appareils ; ce serait la source de pannes malgré un coût plus élevé. Pour d'autres médecins, la programmation possible d'un appareil implanté est une nécessité d'autant que la durée de vie des stimulateurs augmente considérablement. Pendant le temps que dure l'implantation (7 à 10 ans) l'état du patient peut exiger un changement de certains paramètres, et il est plus aisé d'intervenir extérieurement sur le patient pour effectuer ce changement.

Actuellement les constructeurs mettent sur le marché trois modèles programmables :

- réglables en fréquence,
- réglables en fréquence et en amplitude,
- réglables en fréquence et en durée d'impulsion.

Nous n'entrerons pas dans les considérations cliniques qui justifient la pose de tel ou tel modèle ; en revanche, disons quelques mots des moyens de programmation.

En effet, le stimulateur une fois implanté doit être réceptif à une information venant de l'extérieur sans être pour autant perturbé par un signal aléatoire (champ magnétique, haute fréquence...). Divers dispositifs sont actuellement disponibles sur le marché et il est intéressant de les énumérer (voir aussi le tableau I) :

- **Le champ magnétique** : C'est le système le plus simple qui fut utilisé dans les tous premiers stimulateurs programmables et que l'on retrouve encore de nos jours. L'application de l'aimant contre le stimulateur (après tâtonnement à travers la peau) impose à ce dernier un changement de fréquence par paliers. Par exemple, toutes les 16 stimulations, la fréquence chute de 6 coups ; lorsque l'on atteint la fréquence désirée, il suffit d'écarter l'aimant.
- **Le champ magnétique rotatif** : Nous citons ce dispositif pour mémoire car il fut l'un des systèmes qui marqua une date dans l'histoire de la programmation. C'est la « moulinette de Chardack » qui servit à programmer les pacemakers Medtronic 5931. Il s'agissait d'un barreau aimanté que l'on faisait tourner en regard du stimulateur. Le champ magnétique faisait varier un potentiomètre appartenant au circuit du stimulateur.
- **Les impulsions magnétiques** représentent un autre moyen d'intervenir sur le réglage d'un circuit. Le programmeur délivre un train d'ondes qui sera décodé par le circuit récepteur. Avec ce système il est possible de programmer plusieurs paramètres.
- **Les signaux radio-fréquences** : La transmission des signaux se fait par radio-fréquence, ce qui permet de délivrer des signaux de faible amplitude.

STIMULATEURS	ENERGIE Source	Capacité Ah	Consommation µA	Mode (*)	PROGRAMMATION Fréquence coups/min.	Amplitude mA	Durée impulsion ms	Sensibilité mV
C.P.I. Microlith 505	Lithium - iode	3,3	36	IM	c.p.c. entre 30 et 119		0,05 à 1,9	
CORDIS 190 A7	Lithium sulfure de cuivre	1,8	20	IM	6 c. entre 60 et 100	2-4-6-9	fonction de la fréquence	
Extended range					6 c. entre 50 et 120			
EDWARDS 21 S - 21 U	Lithium Chr. Ag	1,2	16,5	M	8 c. entre 60 et 100			
INTERMEDICS 251	Lithium - iode	2,2	9,6	RF	7 c. entre 60 et 120			
MEDCOR Lithicron 3-70 F	Lithium - iode	1,7		RF	4 c. entre 50 et 100		0,4 et 0,8	1 et 2,5
MEDTRONIC Xyrel 5995			11		8 c. entre 30 et 100			
5994	Lithium - iode	1,4	15	RF				
Bifocal Byrel 5992			18 à 49		5 c. entre 63 et 109			

(*) M = champ magnétique - IM = impulsions magnétiques - RF = radio-fréquence.

Tabl. 1. – Exemple de pacemakers programmables (le changement de fréquence s'effectue par paliers et s'exprime en nombre de coups entre une fréquence mini et une fréquence maxi).

• Citons également les projets qui devraient voir le jour bientôt chez d'autres constructeurs : la programmation par **self-induction,** par l'emploi des **ultra-sons** et surtout la conception de stimulateurs au moyen de microprocesseurs.

L'avenir des stimulateurs programmables ne semble pas évident a priori, malgré les avantages qui s'attachent à ce type d'appareil. En effet, ils sont en compétition avec les stimulateurs déclenchés par l'oreillette et ceux-ci adaptent la fréquence cardiaque selon la demande de l'organisme. Seul le problème de l'électrode auriculaire donne un avantage au programmeur, l'avenir départagera les concurrents, quoique les indications cliniques s'affineront peut-être mieux. En outre, il serait souhaitable qu'un comité de normalisation mette en projet une recommandation incitant les constructeurs à choisir un système de programmation utilisant le même programmeur.

La source d'énergie

Nous avons vu que la stimulation du muscle cardiaque consistait essentiellement à délivrer périodiquement (oscillateur) un courant stocké dans des piles, par l'intermédiaire d'un relais. La source d'énergie représente donc un élément important dans ce type de prothèse, puisqu'elle conditionne la fiabilité et la durée de vie du produit. Ainsi, pour dépolariser les cellules du muscle cardiaque au moyen d'une sonde, il est nécessaire de délivrer une certaine énergie. Une énergie de 25.10^{-6} J, par exemple, pourra être fourni par une tension de 5 volts

($5\ V.10^{-2}\ A.\ 5.10^{-4} s = 25.10^{-6}$ J), ou pour une tension de 1 volt

($1\ V.5.10^{-2}\ A.\ 5.10^{-4}\ s = 25.10^{-6}$ J). Mais en réalité le seuil de stimulation est variable selon les sujets et peut atteindre 4 ou 5 volts. Il est donc nécessaire de coupler plusieurs piles, et pour cela plusieurs solutions sont possibles.

Le **montage en série** des piles **(fig. 18 A)** représente une disposition classique où l'énergie est fournie directement au cœur par l'intermédiaire d'un interrupteur électronique. Les forces électromotrices s'ajoutent mais la capacité totale est égale à celle d'une pile. Le montage est simple et la fiabilité est liée à la qualité des piles. L'arrivée sur le marché des piles au lithium a amélioré la situation par rapport au mercure.

Le **montage en parallèle** des piles **(fig. 18 B)** permet d'assurer la bonne continuité de fonctionnement du stimulateur en cas de défaillance d'une pile. En revanche, la tension de sortie des piles n'atteignant pas la tension seuil de stimulation, il est nécessaire d'incorporer un doubleur de tension dans le circuit électronique. Dans ce type de montage, les pôles positifs sont reliés entre eux à travers des diodes, évitant le courant de circuler entre les piles. Il existe des variantes à ce montage, notamment celle qui consiste à doter l'une des piles d'une seconde diode de façon à déséquilibrer ce montage en parallèle. La chute de tension provoquée par la présence de la seconde diode met cette pile en réserve jusqu'à ce que la pile équipée d'une seule diode atteigne une tension équivalente à celle de l'autre pile. A ce moment, les deux piles débitent.

Cette variante a l'avantage du montage en parallèle, quant à la défaillance d'une des piles. En revanche, l'une des piles ne débitera qu'au bout d'un certain temps (parfois quelques années) et ce délai est suffisant pour qu'apparaisse le phénomène de la passivation dont l'inconvénient majeur est un risque de non-fonctionnement au moment de la commutation.

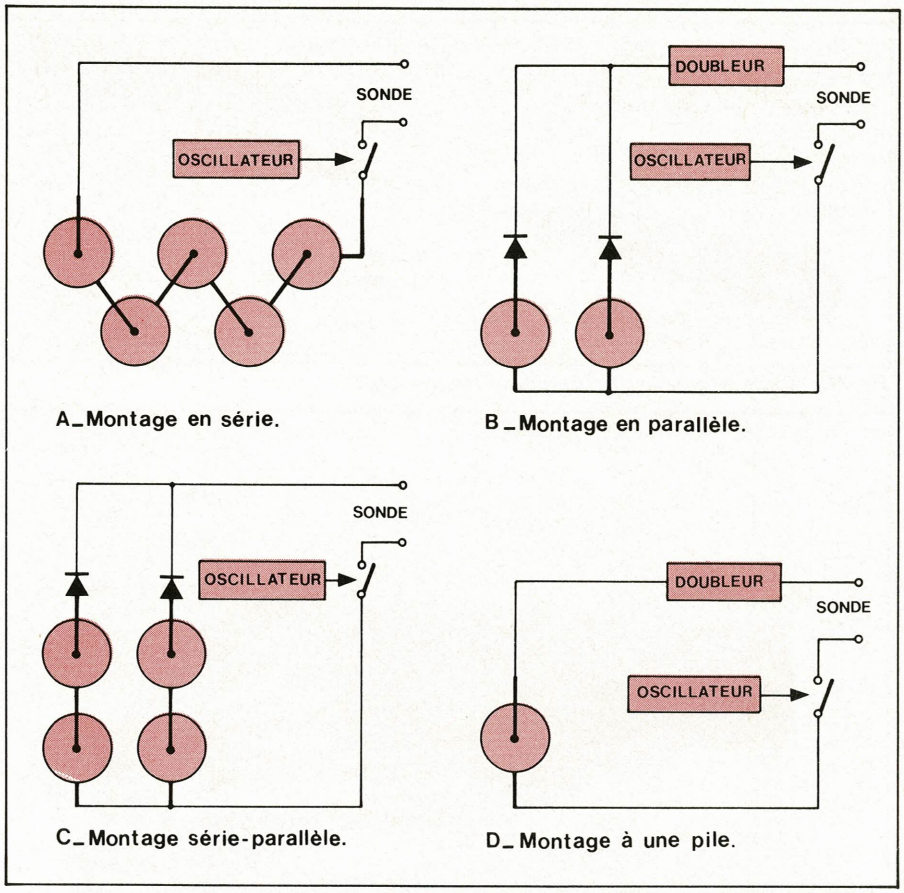


Fig. 18. – Quelques exemples de montage de piles dans les stimulateurs cardiaques implantables.

Couple	Tension V	Capacité A/h	Energie massique W/h
Lithium-Iode (802.35 CRC)	2,8	3,8	10,64
Lithium-Plomb (LSA 900.6)	5,7	0,9	5,13
Lithium-Chromate d'argent (Li 210)	3,2	0,6	1,92
Lithium-Chlorure de thionyl (Li 2)	3,66	3,6	13,17
Lithium-Sulfure de cuivre	6,39	1,8	11,5
Lithium-Brome (766 WG)	3,5	3,5	12,25

Tabl. 2. – Comparaison entre quelques piles au lithium (en prenant les meilleures dans chaque catégorie).

Le **montage en série-parallèle** des piles **(fig. 18 C)** est un compromis intéressant puisqu'il évite la présence du doubleur de tension. Enfin, le **montage à une seule pile (fig. 18 D)** est le montage le plus simple. Il rend inutile la présence de diodes mais nécessite parfois l'emploi d'un doubleur de tension, selon la source considérée. Les progrès accomplis par les fabricants de piles d'une part, et l'évolution technologique qui prépare l'avenir de telles sources (isotopiques, biogalvaniques...) d'autre part, font que ce montage devrait connaître un certain intérêt au cours des prochaines années.

A l'heure actuelle, le choix d'un montage est conditionné par les caractéristiques des piles employées, le dessin du circuit électronique, les valeurs obtenues par les sondes de stimulation et le mode de stimulation. La source d'énergie est donc l'un des facteurs importants à prendre en considération. Indépendamment des recherches expérimentales, dont certaines sont très avancées, la chronologie dans l'application des différentes sources d'énergie peut s'établir ainsi : les piles au mercure, les piles au lithium, les piles isotopiques et, prochainement, les piles bio-galvaniques.

Les **piles au mercure (fig. 19)** étaient les plus employées jusqu'à ces dernières années. Elles ont équipé des centaines de milliers d'appareils et grâce à elles, il fut possible d'envisager l'implantation des stimulateurs. Leur

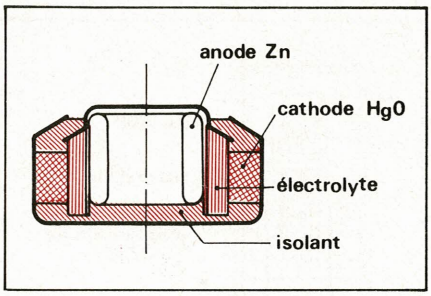


Fig. 19. – Pile au mercure.

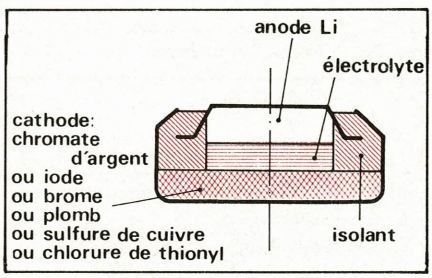


Fig. 20. – Pile au lithium.

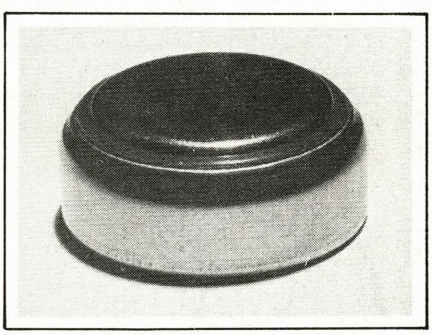


Fig. 21. – Pile au lithium : couple lithium-Chromate d'argent, modèle Li 210 (doc. SAFT).

durée de vie se situe entre 2 et 4 ans et c'est avec l'apparition d'autres modèles de piles que le mercure a perdu de sa suprématie. La tension est de 1,4 V et l'énergie massique est d'environ 1,4 W/h. Rappelons que l'énergie massique est une caractéristique importante. C'est le produit de la tension par la capacité massique en A/h (quantité d'électricité que pourra fournir la pile). Chaque constructeur cherche à obtenir une énergie massique élevée pour un volume le plus réduit possible.

Les **piles au lithium (fig. 20** et **21)** représentent un progrès sensible par rapport aux piles au mercure. On peut dire qu'associé à une même cathode, le lithium permet d'obtenir environ 1,5 V de plus que le zinc. Ainsi, le couple zinc-oxyde de mercure donne 1,35 V alors que le couple lithium-oxyde de mercure donne 2,8 V. Leur durée de vie serait de l'ordre de 7 ans. En choisissant d'autres couples on améliore encore les résultats (voir tableau II), mais il ne faut pas croire que le lithium n'a que des avantages. Sa mise en œuvre technologique demande des précautions notamment au moment de la fabrication et quant au choix de l'électrolyte. Toutefois, le temps sélectionnera les meilleures associations car le lithium correspond véritablement à

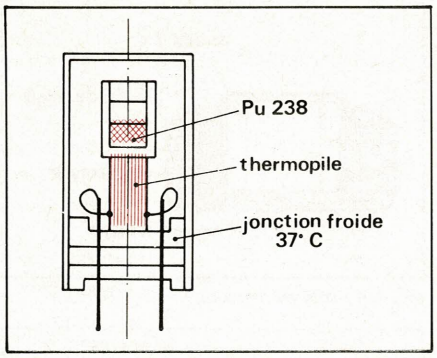


Fig. 22. – Générateur isotopique.

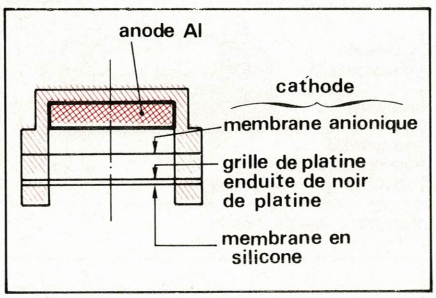


Fig. 23. – Cellule bio-galvanique.

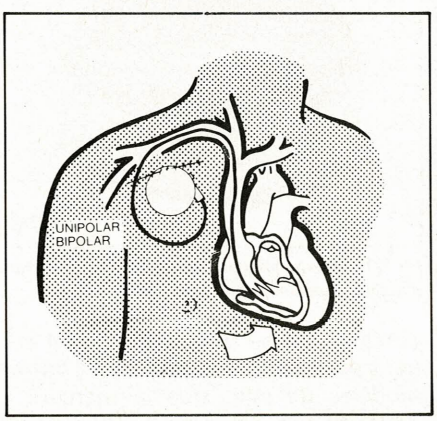


Fig. 26. – Stimulation endocavitaire. La sonde est mise en place par voie veineuse et le pacemaker est logé dans le muscle grand pectoral (doc. Medtronic).

une seconde génération dans le domaine des stimulateurs implantables.

Les **générateurs isotopiques** sont des sources **(fig. 22)** faisant appel à la conversion spontanée de la chaleur produite par l'isotope radioactif du plutonium en énergie électrique, au moyen d'une thermopile. La température du corps humain (37 °C) agissant comme jonction froide pour créer le gradient thermique nécessaire. La tension obtenue est faible : 0,5 V, mais la durée de vie serait élevée (10 ans). Actuellement, outre des difficultés d'ordre administratif (contraintes sévères dans le cahier des charges du Commissariat à l'Energie Atomique), le volume et le poids conduisent à des indications limitées.

Les **cellules bio-galvaniques (fig. 23)** représentent une autre approche dans la recherche de l'autonomie de telles prothèses. Ce sont des cellules métal-oxygène, où l'oxygène est puisé « in situ » dans le corps humain. L'anode est métallique (aluminium) et

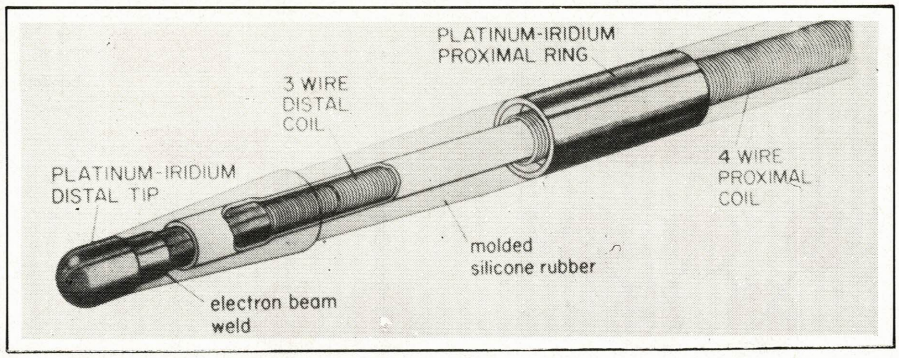


Fig. 24. – Sonde endocavitaire bipolaire (doc. Pacesetter-CGR).

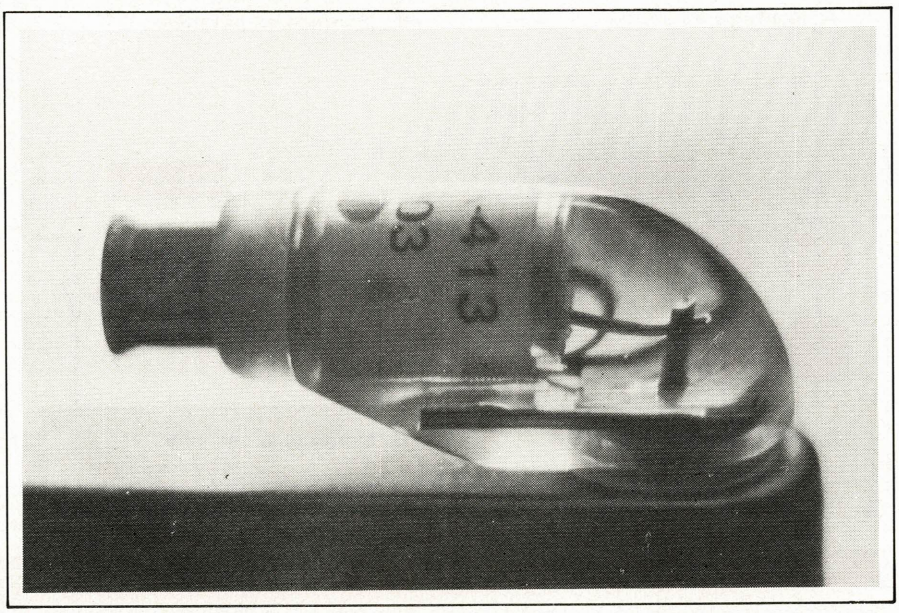


Fig. 25. – Détail du boîtier d'un stimulateur montrant la protubérance assurant le montage étanche de l'électrode (doc. Pacesetter-CGR).

la cathode se décompose en trois parties :

- une membrane en silicone perméable à l'oxygène,
- une électrode active (grille de platine enduite de noir de platine) agissant comme collecteur de courant,
- une membrane d'échange anionique qui permet la diffusion des ions OH dans l'électrolyte mais qui prévient la pénétration d'ions métalliques dans la cathode.

Ces cellules sont encore au stade expérimental, elles délivreraient une tension de 1,8 à 2 V, leur durée de vie devrait être compétitive avec celle des pacemakers les plus endurants.

L'implantation des stimulateurs

Une fois réalisé, le stimulateur représente un ensemble compact et autonome, prêt à stimuler le cœur. Pour cela, il existe deux modes de stimulation : soit au moyen d'une électrode (monopolaire), l'autre pôle faisant partie du boîtier sous la forme d'une plaque métallique ou de l'enveloppe complète (boîtier), dans ce cas l'électrode cardiaque est reliée au pôle négatif ; soit au moyen de deux électrodes (bipolaire), celles-ci étant coaxiales dans la plupart des cas **(fig. 24)**. Côté boîtier, la jonction est étanche aux liquides organiques **(fig. 25)**, elle ne doit pas se débrancher et il existe diverses solutions satisfaisantes. A ce niveau, nous trouvons également, selon les constructeurs, des intermédiaires permettant d'utiliser des pacemakers avec des électrodes de marques différentes.

La **stimulation par voie endocavitaire** est la méthode utilisée dans 95 % des cas. Elle consiste à placer une sonde (mono ou bilaire) à l'intérieur du ventricule droit, après un trajet veineux **(fig. 26)**. Il y a plusieurs voies d'abord veineuses, mais toutes sont situées à la base du cou. Le choix étant fonction de la morphologie du patient, de l'état de la veine choisie et de l'environnement anatomique car c'est par la même incision que l'on dénude la veine et que l'on effectuera l'enfouissement du pacemaker. L'introduction de la sonde-électrode par une veine, jusqu'au ventricule droit, est un acte médical bien codifié dont le déroulement s'effectue sous contrôle radioscopique avec amplificateur de brillance. Il y a des passages délicats, notamment le franchissement de la valve cardiaque (la

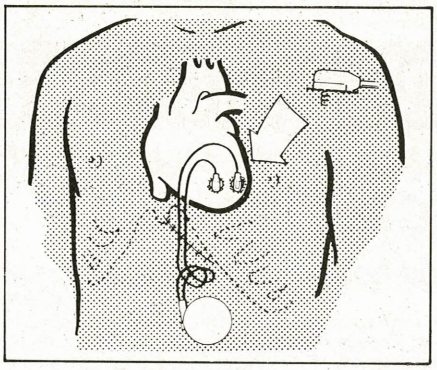


Fig. 27. – Stimulation par voie épicardo-myocardique. La sonde (bipolaire dans ce cas) est fixée sur l'enveloppe externe du cœur, le péricarde. Le pacemaker est logé dans la région sous-xyphoïdienne (doc. Medtronic).

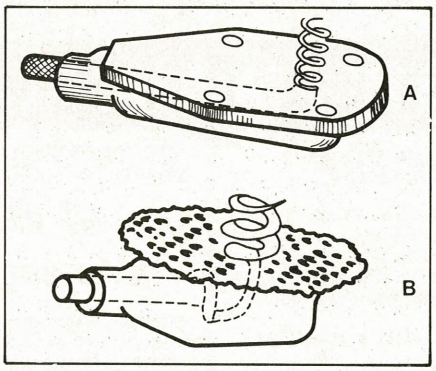


Fig. 28. – Electrodes myocardiques. A - modèle suturable. Les quatre trous servant au passage des fils de suture et à maintenir l'électrode dans le muscle cardiaque. B - modèle sans suture. L'extrémité hélicoïdale est surmontée d'une collerette en dacron permettant une fixation rapide sans point de suture (modèles Medtronic).

tricuspide) pour passer de l'oreillette au ventricule.

Lorsque la sonde est en place, ou tout au moins que l'image radiologique qui en fournit la position est satisfaisante, on effectue une mesure du seuil de stimulation au moyen d'un pacemaker externe. On procède de la façon suivante : on envoie une série d'impulsions dont on fait décroître l'amplitude jusqu'au moment où le muscle cardiaque reste muet à la stimulation. Cette tension, ou ce courant, seuil doit être inférieur à 1 volt ou à 1 milliampère ; si ce n'est pas le cas, on déplace la sonde de sa position d'origine vers une région plus sensible au stimulus. Une fois les conditions d'une bonne stimulation remplies, la sonde est fixée à la veine au moyen de deux fils non résorbables.

Ensuite, la sonde est reliée au pacemaker qui doit être implanté. On vérifie que ce dernier fonctionne, que la connexion est bonne et étanche, puis l'implantation a lieu sous les téguments dans la région du muscle grand pectoral. La technique chirurgicale est maintenant bien rodée et le lieu exact de l'implantation tient compte de la morphologie du sujet (gros, maigre), du sexe, de la taille, etc.

La **stimulation par voie épicardo-myocardique** est la méthode utilisée dans les 5 % des cas restants, c'est donc une méthode peu usitée. Elle nécessite une intervention chirurgicale plus importante **(fig. 27)**. On ne pratique plus l'ouverture du thorax (thoracotomie) pour ce genre d'intervention, mais on passe sous le sternum, entre les fausses côtes (région xyphoïdienne) dans la région épigastrique. C'est néanmoins une intervention majeure nécessitant une anesthésie générale avec ventilation artificielle **(voir E.A. nº 4)**. L'extrémité des électrodes est particulière, elle doit pénétrer dans l'épaisseur même du muscle cardiaque et présente pour cela une pointe parfois en forme d'hélice pour bien se maintenir. Le tout est moulé sur une embase munie de 4 trous à travers lesquels on suturera l'ensemble sur le myocarde **(fig. 28 A)**. Mais la rapidité de pose étant un facteur primordial dans ce genre d'intervention, on utilise des électrodes qui se vissent dans le myocarde **(fig. 28 B)**. Elles ont la forme d'un « tire-bouchon » et sont recouvertes en partie par du téflon. La dernière spire assure seule le contact, ce qui permet d'obtenir un seuil de stimulation assez bas. En outre, une collerette de Dacron permet une fixation rapide, sans point de suture.

Conclusion

La stimulation cardiaque par appareils implantés, bien que de date relativement récente, possède néanmoins une expérience solide acquise grâce au dynamisme des diverses équipes qui ont participé à son évolution. Actuellement, de nombreux problèmes sont résolus et le porteur d'un pacemaker peut vaquer à ses occupations normalement. Seuls lui sont contre-indiqués les sports violents. La conduite automobile demande un aménagement de l'emplacement de la ceinture de sécurité. Les constructeurs de pacemakers ont tenu compte de l'environnement des patients dans leurs activités pour concevoir leurs circuits électroniques et l'enveloppe métallique qui les contient. Ainsi, l'emploi de rasoirs électriques, de sèche-cheveux, et des moteurs électriques en général, n'est plus un obstacle, encore faut-il prendre la précaution de ne pas les placer à proximité du boîtier. Les détecteurs d'armes, dans les aéroports, sont sans effet sur les stimulateurs.

En revanche, il est nécessaire de faire attention au champ électromagnétique puissant **(voir E.A. nº 7)**. Nous commençons à trouver sur le marché des fours à micro-ondes qui sont munis de dispositifs de sécurité, mais ces fours ne sont pas toujours neufs et pourront, après quelques années de service, laisser fuir des champs haute fréquence. De même la proximité d'installations radar, ou la présence de champs électro-magnétiques industriels (transformateurs, turbines, émetteurs de télévision ou de radio)... Ceci est intéressant à savoir lorsque, par exemple, un porteur de stimulateur fait partie d'un groupe de touristes visitant de telles installations.

Jacques Trémolières

Bibliographie

- LONGMORE D. : Le cœur. *Edit. Hachette, collection L'Univers des Connaissances, 1970, un livre 252 p.*
- FONTAINE G., GROSGOGEAT Y., WELTI J.J. : L'essentiel sur les pacemakers. *CEDIG Edit. Collection Tardieu, 1976, un livre 80 p.*
- HEYDEN D. : L'électrocardiogramme. *Electronique Applications, nº 3, Automne 1977, p. 5-11.*
- TREMOLIERES J. : Electronique et Médecine. *Edit. Radio, 1967, un livre 296 p.*
- STIMUCŒUR : revue de l'Association d'aide aux porteurs de stimulateurs cardiaques, publiée sous l'égide de la Fondation nationale de cardiologie. *Cette revue s'adresse aux médecins, aux techniciens et aux porteurs de stimulateurs. Siège social : 1, rue Bel-Air, 54520 Laxou-Nancy. Correspondance : B.P. 3666, 54016 Nancy Cedex.*

De l'ÉLECTRICITÉ à la MICROÉLECTRONIQUE

INITIATION ET THÉORIE

FORMULAIRE
C. FEVROT

Enumération de nombres, de formules et de tableaux, mais aussi un résumé des mécanismes essentiels du rôle des composants électroniques. Mathématiques, propriétés des corps, systèmes d'unités. 224 pages.

NIVEAU 2 à INGÉNIEUR PRIX 58 F

L'ÉLECTRICITÉ A LA PORTÉE DE TOUS
R. CRESPIN

Toute l'électricité par des explications simples agrémentées de questions-réponses, expériences faciles et amusantes. Un peu de calcul et des formules. 136 pages.

NIVEAU 1 ***PRIX 22 F***

ÉLECTRICITÉ ÉLECTRONIQUE-SCHÉMAS
(2e ÉDITION) *R. BRAULT*

Préparation Baccalauréat T ou BEP : option électronique. **TOME 1** (160 pages). Energie. Force. Travail. Puissance (BEP). Constitution de la matière (BEP). Electrostatique. Electrocinétique. Magnétisme. Electromagnétisme. Induction. **TOME 2** (160 pages). Le condensateur en courant continu. Le courant alternatif. Machines électriques. Etude des circuits électriques. Réaction et contre-réaction.

NIVEAU 2 ***PRIX à l'unité 36 F***

TOME 3 (208 pages). Tubes électroniques. Oscilloscope. Semi-conducteurs et transistors. **TOME 4** (152 pages). Redressement du courant alternatif. Initiation à l'algèbre logique. Régulation de tension. Production de courants sinusoïdaux. Production de signaux non sinusoïdaux. Capteurs. Etablissement d'un schéma.

NIVEAU 2 ***PRIX à l'unité 36 F***

INITIATION A L'ÉLECTRICITÉ ET A L'ÉLECTRONIQUE
F. HURE

200 manipulations simples d'électricité et d'électronique

Principes de base de l'électricité et de l'électronique par des manipulations simples. Courant électrique. Champ magnétique. Semi-conducteurs. Diodes et transistors. 175 pages.

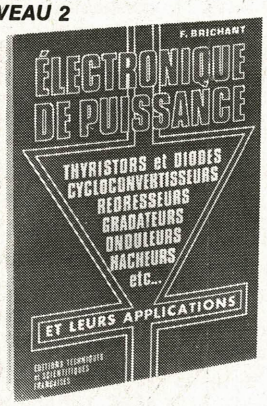
NIVEAU 1 ***PRIX 38 F***

ÉLECTRONIQUE de PUISSANCE et ÉLECTROTECHNIQUE

ÉLECTRONIQUE POUR ÉLECTROTECHNICIENS
R. BRAULT

Classes d'électroniciens, série F3. Théorie et pratique. Tubes électroniques. Oscilloscope. Semi-conducteurs. Diodes et transistors. Circuits de logique. Redressement. Thyristors et triacs. Régulation de tension. Générateurs de signaux non sinusoïdaux. Circuits de mesures. 240 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 45 F***



ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE
F. BRICHANT

Thyristor, diode, caractéristiques, mise en œuvre et protection, conversion de l'énergie, redresseur, onduleur, hacheur, cycloconvertisseur. 296 pages.

NIVEAU INGÉNIEUR ***PRIX 73 F***

PRÉCIS DE MACHINES ÉLECTRIQUES
A. FOUILLÉ

A l'usage du technicien supérieur, de l'électrotechnicien, du spécialiste de l'électronique, du génie civil et même de la mécanique. 248 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 52 F***

ESF ÉDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

LES COMPOSANTS

LES TRIACS
CHABANNE

Des renseignements pratiques sur toutes les applications principales de ces semi-conducteurs permettant aussi bien l'initiation à la théorie que la pratique de la construction des appareils à triacs. 112 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 24 F***

LES TRANSISTORS
F. HURE

Théorie de la constitution de la matière. Principes. Caractéristiques des transistors. Amplification BF, HF et MF. Changement de fréquence. Les radiorécepteurs superhétérodynes à transistors. 200 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 37 F***

LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP DANS LES CIRCUITS ANALOGIQUES ET NUMÉRIQUES
F. HILLEBRAND ET H. HEIERLING

Constitution, fonctionnement de principe. Les propriétés des PN.FET et des IG.FET sans oublier les types spéciaux. Base indispensable aux techniciens des calculateurs, ou de l'électronique générale. 104 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 43 F***

LES DIODES ZENER
MOURIER

Principe et emploi des diodes zener, stabilisations des tensions, filtrage, découplage, écrêtage, protection contre les surtensions en continu ou en alternatif, liaison entre étages, échelles dilatées, générateur de bruit, polarisation d'émetteur dans un amplificateur, chargeurs d'accumulateurs, indicateur de puissance. 120 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 27 F***

COMPORTEMENT THERMIQUE DES SEMICONDUCTEURS - RADIATEURS
SOROKINE

Comportement des diodes et des transistors. Stabilisation thermique. Refroidissement des diodes et transistors de puissance. Calcul et utilisation des radiateurs. 152 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 50 F***

INITIATION PRATIQUE A L'EMPLOI DES CIRCUITS INTÉGRÉS DIGITAUX
F. HURE

Généralités sur les circuits intégrés logiques. Manipulations avec différents types de portes, matériel nécessaire. Les bascules. Comptage et affichage. 112 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 31 F***

SOUS-ENSEMBLES

CONSTRUISEZ VOS ALIMENTATIONS
ROUSSEZ

Méthodes simples et rapides de calcul, coefficients « passe-partout » et tableaux standards. Exemples pratiques d'alimentations régulées ou non. Réalisations pratiques. Schémas de câblage ou circuits imprimés à l'échelle 1. 112 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 30 F***

LA CONSTRUCTION DES PETITS TRANSFORMATEURS avec leurs applications
M. DOURIAU et F. JUSTER

Principe, caractéristiques des transformateurs. Calcul. Matières premières. Nombreux tableaux pour réalisations simples : de la bobine de filtrage aux tôles à cristaux orientés et quelques transformateurs de montages à transistors. 208 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 24 F***

TRANSFORMATEURS ET SELFS DE FILTRAGE
L'HOPITAULT et THOMAS

Ouvrage permettant la détermination et la construction des composants par l'utilisation des abaques et des tableaux numériques. Composants. Bobinages. Calcul. Autotransformateurs. Essais. Self de filtrage. 112 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 35 F***

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL
COURS PRATIQUE D'UTILISATION *R. DUGEHAULT*

Présentation. Fonctionnement en alternatif. 1955 (A707) à 1973, évolution des caractéristiques de l'amplificateur opérationnel. Les six montages fondamentaux. Circuits annexes : améliorations des caractéristiques. 104 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 26 F***

APPLICATIONS PRATIQUES DE

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL
R. DUGEHAULT

Introduction. Circuits de calcul analogique. Filtres actifs. Générateurs de signaux. Applications à la mesure et aux dispositifs d'automatisme. Montages redresseurs et alimentations stabilisées. Bibliographie très abondante. 192 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 40 F***

LES OSCILLATEURS
Générateurs et conformateurs de signaux
R. DAMAYE

Cet ouvrage est à la fois pratique et théorique, ce qui permet aux lecteurs d'assimiler aussi bien le fonctionnement des circuits que leur emploi pratique dans toutes sortes d'appareils. 264 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 42 F***

TECHNIQUE POCHE N° 13

HORLOGES ET MONTRES ÉLECTRONIQUES A QUARTZ
PELKA

Connaissances fondamentales et applications des circuits logiques. Initiation et constructions simples. 160 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 27 F***

En vente chez votre libraire habituel ou à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75480 PARIS CEDEX 10

(Aucun envoi contre remboursement. Ajouter 15 % pour frais d'envoi, à la commande. En port recommandé : + 3 F). Au-dessus de 100 F : taxe fixe 18 F Rdé obligatoire.

De l'ÉLECTRICITÉ à la MICROÉLECTRONIQUE

OPTOÉLECTRONIQUE

COLLECTION TECHNIQUE POCHE

20 MONTAGES N°3 EXPÉRIMENTAUX OPTOÉLECTRONIQUES
G. BLAISE

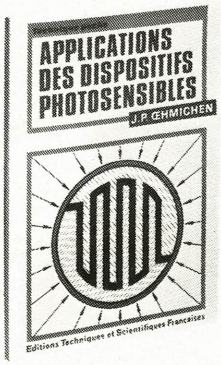
Fonctionnement des semi-conducteurs optoélectroniques. Générateur d'impulsions. Discrimination des tensions. Oscilloscope sans tube cathodique. Affichage linéaire LED. Appareil de vérification des connexions par CI logiques. 112 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 19 F***

APPLICATIONS N°6 DES DISPOSITIFS PHOTOSENSIBLES
J.-P. OEHMICHEN

Connaître et utiliser les dispositifs sensibles à la lumière et les circuits électroniques qui les accompagnent, pour réaliser posemètres, photomètres, comptage d'objets, barrages, commandes invisibles, etc. Accessibles à tous les techniciens et amateurs. Références pratiques et adresses de fournisseurs. 120 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 19 F***



Traduit du russe par Madame Olga HAQUET

L'ÉLECTROLUMINESCENCE APPLIQUÉE

Données physiques de base. Le condensateur électroluminescent source de lumière et élément de base d'appareils de type nouveau. Technologie et construction. Schémas de commande des indicateurs. Amplificateurs et changeurs d'images. Sources de lumière injectées. 360 pages.

NIVEAU INGÉNIEUR ***PRIX 100 F***

LES LASERS *MARC FERRETTI*

D'Einstein à Kastler : propos sur les photons ; les mille et un lasers. Les mille utilisations : à l'usine, au chantier, en laboratoire, dans l'espace, en médecine. La connectique des hologrammes, de la bombe... au réacteur à fusion thermonucléaire. 168 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 44 F***

ESF ÉDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

INFORMATIQUE

MICRO-INFORMATIQUE MICROELECTRONIQUE DICTIONNAIRE
LILEN et MORVAN (I.C.S.)

Un millier de mots, sigles et expressions. Définitions françaises et leur traduction (français-anglais). Lexique anglais-français. 370 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 92 F***

INFORMATIQUE
D.J. DAVID

Cours d'initiation à l'informatique (ENS). Langages de programmation : Fortran, APL. Fonctionnement interne des ordinateurs, l'esprit informatique, modèles schématiques des applications, cartes-contrôle ; IBM, CDC, UNIVAC, CII et Philips. 336 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 65 F***

LOGIQUE INFORMATIQUE
Marc FERRETTI

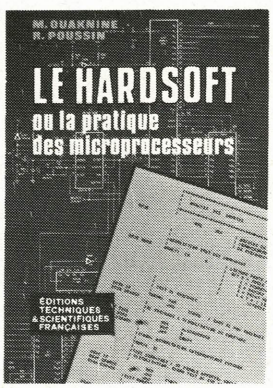
Cours et exercices sur la théorie des ensembles et l'algèbre de Boole. 160 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 25 F***

LE HARDSOFT
ou la pratique des microprocesseurs
M. OUAKNINE et R. POUSSIN

Principes généraux. Fonctionnement et jeu d'instruction d'un système construit autour du microprocesseur 8080 A. Trois applications réelles avec schémas et programmes : le lecteur pourra ainsi réaliser lui-même son système d'initiation. 200 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 56 F***



ÉLÉMENTS ESSENTIELS DE L'ÉLECTRONIQUE ET DES CALCULS DIGITAUX
D. ULRICH

Logique électronique. Logique informatique. Calculateurs à circuits logiques. Réalisation des calculateurs. Le transistor en commutation. Multivibrateurs. Montages logiques de base. Fonctions logiques. Algèbre de Boole. Calculs binaires. 304 pages.

NIVEAU INGÉNIEUR ***PRIX 86 F***

TECHNIQUE POCHE N° 4

INITIATION A LA MICROINFORMATIQUE LE MICROPROCESSEUR

136 pages *MELUSSON*
NIVEAU 2 ***PRIX 27 F***

LES MICROPROCESSEURS
ZAKS et LE BEUX (SYBEX)

Ouvrage de base conçu pour la formation. Concepts et techniques. Principes de base jusqu'à la programmation. Techniques « standards ». L'interconnexion d'un système « standard ». Les problèmes liés au développement d'un système. 320 pages.

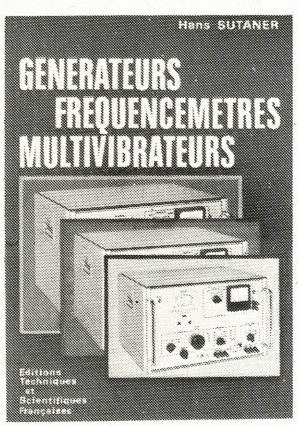
NIVEAU 2 ***PRIX 95 F***

MESURES

LES PREMIERS APPAREILS DE MESURE DE L'AMATEUR ÉLECTRONICIEN
G. BLAISE et M. LÉONARD

Appareils simples et faciles à construire. Voltmètre pour continu. Milliampèremètre. Sonde de voltmètre. Détecteur universel. Utilisations. Pont de mesure des résistances. Ponts de mesure universels. Boîtes à décades R et C. Générateurs 5 Hz à 100 kHz à points fixes. Oscillateurs de relaxation et de haute fréquence. 120 pages.

NIVEAU 1 ***PRIX 27 F***



APPAREILS MODERNES DE MESURE EN BASSE FRÉQUENCE RADIO-TÉLÉVISION
F. HURÉ

A réaliser soi-même : Contrôleurs, voltmètres, multimètres, fréquencemètres, ohmmètres, capacimètres, générateurs, oscilloscopes, wattmètres, wobulateurs, distorsiomètres. 152 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 32 F***

TECHNIQUE POCHE

N° 11 STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT DE L'OSCILLOSCOPE
R. RATEAU

Bases théoriques. Documentation, schémas typiques. 96 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 19 F***

GÉNÉRATEURS FRÉQUENCEMÈTRES MULTIVIBRATEURS
H. SUTANER

Les générateurs de mesure. Hétérodyne AM. FM de réglage. Générateur d'atelier AM. FM avec wobulateur. Générateur de signaux de télévision. Générateur d'étalonnage. Fréquencemètre. Multivibrateur. 112 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 32 F***

LES CAPTEURS
CH. FEVROT

On entend par capteurs les appareils qui transforment une grandeur physique en grandeur électrique pour la détermination d'une présence, d'une cote, d'une pression, d'une température, d'une vitesse, etc. 112 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 28 F***

MESURES THERMOMÉTRIQUES
CH. FEVROT

Le technicien trouvera comme le néophyte toutes les données lui permettant de comprendre les difficultés de ces mesures, comment on les réalise et les meilleures façons pour pallier les difficultés qui se présentent. 136 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX 36 F***

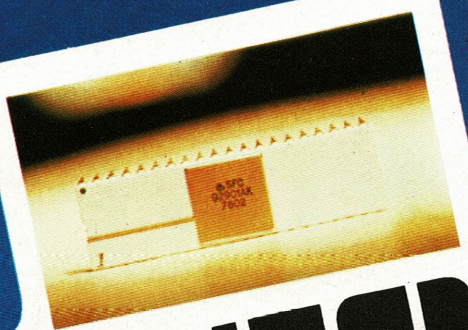
En vente chez votre libraire habituel ou à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75480 PARIS CEDEX 10

Conditions de vente par correspondance : jusqu'à 100 F, 15 % de la commande plus 3 F Rdé, facultatif. Au-dessus de 100 F : taxe fixe 18 F Rdé obligatoire.

NOUVEAU

MICRO SYSTEMES



MICROPROCESSEURS/MICRO-ORDINATEURS/INFORMATIQUE APPLIQUEE

N° 2 Bimestriel – Novembre/Décembre 1978

10F

"A QUOI SERT LE PROGRÈS S'IL NE PROFITE PAS A TOUT LE MONDE ?"

Les Microprocesseurs : un incontestable progrès

MICRO-SYSTÈMES

vous aidera à maîtriser cette technique

En 1970, sous l'impulsion de M.E. Hoff, la jeune société Intel lançait la fabrication d'une logique modifiable par programme : le premier microprocesseur 4004 était né.

Depuis la presse s'est faite largement l'écho de la fantastique révolution technique que constitue le développement des micro-processeurs.

S'il est certain que chacun d'entre nous se trouve concerné par ce phénomène nouveau issu directement du progrès techno-logique, il ne s'agira d'un véritable progrès que dans la mesure où il sera offert à tous la possibilité d'aborder avec un minimum de connaissances ce domaine à peine exploré de l'électronique programmée.

Pour y parvenir, il ne manquait plus qu'une revue qui soit le lieu de rendez-vous de tous ceux qui, comme vous, ont décidé d'affirmer leur dynamisme en prenant une part active dans cette technique d'avant-garde.

Forts d'une longue expérience de leader dans la presse technique, nous avons décidé d'éditer pour la première fois en France une revue consacrée aux microprocesseurs, micro-ordinateurs et à l'informatique appliquée.

Carrefour entre l'électronique et l'informatique "MICRO-SYSTÈMES" est destiné à rassembler l'ensemble des amateurs et professionnels qui souhaitent accéder à la réalisation et à la programmation de leur propre micro-ordinateur, dans le cadre de leurs loisirs ou dans celui de leur entreprise.

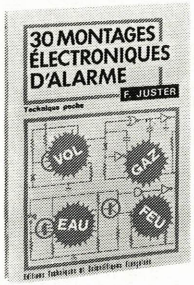
Dans "MICRO-SYSTÈMES," ce sont les spécialistes eux-mêmes qui écrivent : qu'il s'agisse de la rubrique Initiation, Réalisations Pratiques ou Jeux sur Micro-Ordinateur..., vous trouverez pour chaque article la signature d'un nom prestigieux du monde de la micro-informatique.

MICRO SYSTEMES

15, rue de la Paix, 75002 Paris. Tél. : 296.46.97.

Le 8 Novembre Numéro 2 - Bimestriel - 10 F Novembre/Décembre 1978

COLLECTION TECHNIQUE POCHE



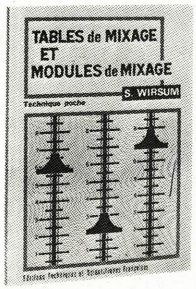
N° 1

30 MONTAGES ELECTRONIQUES D'ALARME

F. JUSTER

Contre les vols, les incendies, les gaz et les eaux.
Alarmes pour divers usages. Alarmes optoélectroniques. Alarmes de température. Sirènes électroniques. Alarmes à circuits logiques. Alarmes à circuits intégrés. Détecteur de fumée et de gaz. 120 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX : 19 F***



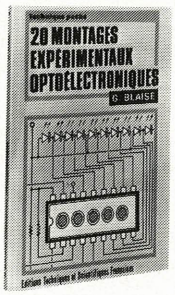
N° 2

TABLES DE MIXAGE ET MODULES DE MIXAGE

SIEGFRIED WIRSUM

Sources de signaux. Connexions. Fonctionnement des tables de mixage. Petites tables. Modules. Eléments spéciaux des tables de mixage. Alimentations batteries et secteur. Stéréophonie. 144 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX : 27 F***



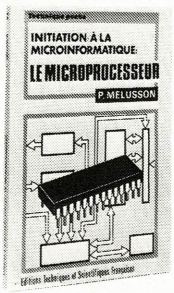
N° 3

20 MONTAGES EXPERIMENTAUX OPTOELECTRONIQUES

G. BLAISE

Fonctionnement des semi-conducteurs optoélectroniques. Générateur d'impulsions. Discrimination des tensions. Oscilloscope sans tube cathodique. Affichage linéaire LED. Appareil de vérification des connexions par CI logiques. 112 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX : 19 F***



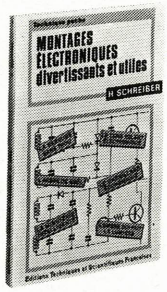
N° 4

INITIATION A LA MICROINFORMATIQUE LE MICROPROCESSEUR

P. MELUSSON

Qu'est-ce qu'un ordinateur. Langages. Calcul binaire. Codages. Fonctions logiques. Technologie et organisation des microprocesseurs. Les mémoires. Circuits et systèmes d'interface. La programmation. 136 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX : 27 F***



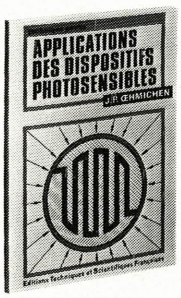
N° 5

MONTAGES ELECTRONIQUES DIVERTISSANTS ET UTILES

H. SCHREIBER

Clignotant. Minuteries. . Mini émetteurs. Multivibrateur. Thermomètre. Serrures sans trous. Chenillards. Arbre de Noël. Tapis volant. 120 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX : 19 F***



N° 6

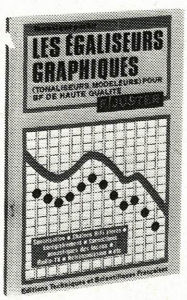
APPLICATIONS DES DISPOSITIFS PHOTOSENSIBLES

J.-P. OEHMICHEN

Connaître et utiliser les dispositifs sensibles à la lumière et les circuits électroniques qui les accompagnent pour réaliser : posemètres, photomètres, comptage d'objets, barrages, commandes invisibles, etc.; accessible à tous les techniciens amateurs. Références pratiques et adresses de fournisseurs, 120 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX 19 F***

ESF
ÉDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES



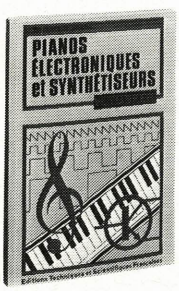
N° 7

LES EGALISEURS GRAPHIQUES

F. JUSTER

Les égaliseurs graphiques sont les appareils-miracle qui permettent à l'utilisateur d'obtenir de leur installation BF, la meilleure courbe de réponse et d'éliminer la plupart des parasites. 112 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX : 19 F***



N° 8

PIANOS ELECTRONIQUES ET SYNTHETISEURS

H. TUNKER

Description complète et détaillée de pianos et de synthétiseurs réalisables. Musique electronique : Pianos, Pianos-orgue, Octaves, Sound-piano, Clavecin, Epinette.
Synthétiseurs : Commande, Clavier, Amplificateurs, Effets spéciaux. 160 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX : 27 F***

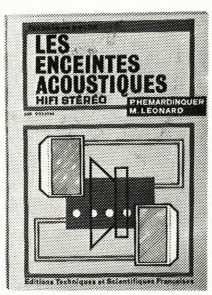
N° 9

RECHERCHES MÉTHODIQUES DES PANNES DANS LES RÉCEPTEURS DE RADIODIFFUSION

Dr A. RENARDY, H. LUMMER

Introduction. Analyse des tensions. Analyses des courants. Examen des résistances. Signal injection et signal tracing. Recherche des défauts à l'aide d'un oscilloscope. Marche à suivre dans la recherche des défauts. 104 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX : 19 F***



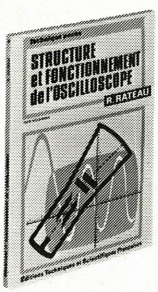
N° 10

LES ENCEINTES ACOUSTIQUES HIFI STEREO

P. HEMARDINQUER, M. LEONARD :

Fonctions, principes et construction des 13 types d'enceintes retenus pour vous initier, et à réaliser à peu de frais. 128 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX : 19 F***



N° 11

STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT DE L'OSCILLOSCOPE

R. RATEAU

Bases théoriques. Documentation. Schémas typiques. 96 pages.

NIVEAU 2 ***PRIX : 19 F***

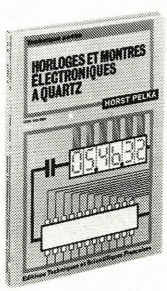
N° 12

CONSTRUCTION DES PETITS MODELES DE CHEMIN DE FER ELECTRIQUES

J.-C. PORTERIE

Construction détaillée. Découpage. Cintrage. Soudure. Rivets. Peinture. Signalisation. Décors. Réseau. 116 pages.

NIVEAU 1 ***PRIX 27 F***



N° 13

HORLOGES ET MONTRES ELECTRONIQUES A QUARTZ

H. PELKA

Connaissances fondamentales et applications des circuits logiques. Initiation et constructions simples. 116 pages.

NIVEAU 3 ***PRIX : 27 F***

En vente chez votre libraire habituel ou à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque, 75480 Paris CEDEX 10

AUCUN ENVOI contre remboursement. Port : jusqu'à 25 F : taxe fixe 3,50 F. De 25 F à 100 F : 15 % de la commande (+ 3,50 F Rdé). Au-dessus de 100 F : taxe fixe 18,50 F.

Outre les caractéristiques générales telles que sensibilité, bande passante, etc., l'un des éléments les plus importants qui détermine le choix d'un oscilloscope est le tube à rayons cathodique lequel, en fonction de ses caractéristiques permettra l'utilisation de l'oscilloscope dans les meilleures conditions pour toutes les applications auxquelles il est destiné.

Aujourd'hui, il existe une grande variété de T.R.C.* allant du plus simple mono-canon aux doubles canons ou doubles faisceaux jusqu'aux plus complexes tubes à mémoire en passant par les nouveaux tubes ultra rapides à galettes de micro-canaux.

Principes et applications des tubes à rayons cathodiques à mémoire

Nous n'examinerons pas aujourd'hui tous les types de T.R.C. ce qui nous conduirait à un article très long, cependant, après un bref passage sur la technologie d'un T.R.C. conventionnel, nous consacrerons les pages qui vont suivre aux principes et aux applications des principaux types de T.R.C. à mémoire. En effet, si le T.R.C. conventionnel est bien connu des techniciens, un rappel des principes de fonctionnement des tubes mémoires permettra aux nombreux utilisateurs de mieux connaître les principales caractéristiques de ces T.R.C. ce qui peut contribuer à un meilleur choix et une meilleure utilisation. Si un T.R.C. classique offre la possibilité à l'utilisateur de visualiser sur l'écran pratiquement toutes formes de signaux, l'une des principales limites de ce composant réside dans le fait qu'il ne peut fixer longtemps un phénomène sur son écran ce qui ne permet pas à l'opérateur, lorsque le signal à étudier n'est pas répétitif, de l'analyser en détail et/ou de le comparer à un autre signal, malgré la possibilité pour certains T.R.C. d'être dotés d'une couche dite « remanente » qui permet de fixer durant un temps très court (quelques millisecondes à quelques secondes selon le milieu ambiant de luminosité) le signal injecté à la ou aux entrées verticales de l'oscilloscope. Notons cependant qu'une solution souvent utilisée pour garder en mémoire un phénomène non répétitif, consiste à photographier ce phénomène. Cette solution, relativement coûteuse du fait de la nécessité d'utiliser une caméra et des films spéciaux pour oscilloscope, n'offre pas une grande souplesse d'emploi. Aussi, la solution technique actuellement la mieux adaptée aux nombreux problèmes de mesures de signaux uniques est

bien le tube à rayons cathodique à mémoire. En effet, ce dernier permet comme son nom l'indique de garder en mémoire avec fidélité et durant un temps variable un quelconque signal.

Il existe trois principales techniques utilisées pour les T.R.C. à mémoire

– la mémoire dite « bistable »

– la mémoire dite « demi-teinte » (à mémoire et persistance variables)

– la mémoire à « transfert » qui cumule les avantages de la mémoire bistable et celle de la mémoire demi-teinte.

* Abréviation de tube à rayons cathodiques (en anglais, cathode ray tube C.R.T.).

Les T.R.C. conventionnels

Avant d'aborder les principes de fonctionnement des tubes à mémoire, il est nécessaire pour une meilleure compréhension de ce qui va suivre de rappeler au lecteur les techniques des T.R.C. conventionnels : mono-canon double canon et double faisceau.

Un T.R.C. mono-canon comme illustré dans la **figure 1** est composé :

- d'un filament
- d'une cathode
- du cylindre wehnelt
- d'une électrode d'accélération
- d'une électrode de focalisation
- d'une électrode d'accélération
- d'une électrode d'astigmatisme

pour la partie génération et traitement du canon d'électrons et, pour la déviation :

- de plaques de déviation verticale
- de plaques de déviation horizontale
- d'une grille de champ

Enfin de l'écran, où pour la plupart des T.R.C., est ramenée une tension continue plus ou moins importante appelée « tension de post accélération ». Tout T.R.C. peut être comparé à une bouteille à fond plat, lequel fond est recouvert à l'intérieur d'une couche luminescente qui, lorsqu'elle est frappée par les électrons du rayon cathodique, transforme leur énergie cinétique en lumière créant ainsi une trace lumineuse sur l'écran. Cependant, avant que cette émission de lumière soit créée, le faisceau d'électrons doit être généré, traité et accéléré. Ce faisceau électronique est généré à partir des électrons qui sont arrachés par effet thermique en chauffant la cathode (généralement recouverte de sulfate de baryum).

Le faisceau ainsi créé est ensuite dosé par l'électrode G1 (cylindre Wehnelt) et par rapport au potentiel de la cathode. La grille G2 est la première électrode d'accélération, G3 a pour rôle de focaliser le faisceau d'électrons alors que G4 est la seconde électrode d'accélération.

La combinaison des tensions positives et négatives appliquées aux électrodes G2, G3 et G4 donne naissance à un effet de loupe. Ainsi, quand le faisceau d'électrons qui est divergent au niveau de la grille G2 quitte la dernière grille d'accélération, il se présente comme un faisceau légèrement convergent, de ce fait, le spot lumineux créé sur l'écran du T.R.C. sera le plus fin possible. La forme du faisceau dans le col du T.R.C. en fonction de la polarisation des grilles G1 à G4 est illustrée **figure 2**.

La distance « d » qui sépare la grille G4 de l'écran est généralement importante et l'accélération fournie par la dernière grille n'est pas toujours suffisante pour que le spot frappe l'écran avec une vitesse assez grande pour qu'il engendre assez de photons et donc de lumière. Aussi, pour augmenter cette force d'impact du spot sur l'écran, il faut appliquer au niveau de cet écran une tension positive importante nommée « tension de post accélération » qui aura pour effet d'accélérer fortement le faisceau électronique entre la grille G4 et l'écran.

Pour que le spot ainsi créé puisse se déplacer dans les deux axes le T.R.C. est pourvu de plaques de déviations horizontale et verticale. Dans la plupart des T.R.C. pour oscilloscopes, la déviation est du type électrostatique. Ainsi, comme l'illustre la **figure 3**, quand la différence de potentiel entre deux plaques de déviation est nulle, la position du spot est au centre de l'écran. Si une différence de potentiel apparaît aux bornes de ces plaques, le spot se déplacera (dans un sens ou dans un autre) proportionnellement à la valeur de cette ddp.

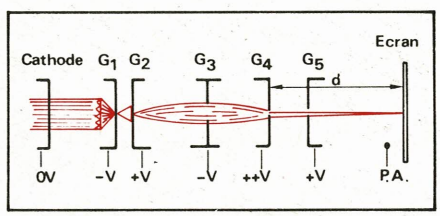


Fig. 2. – Forme du faisceau d'électrons dans le col du T.R.C. en fonction des polarisations des grilles G1 à G4.

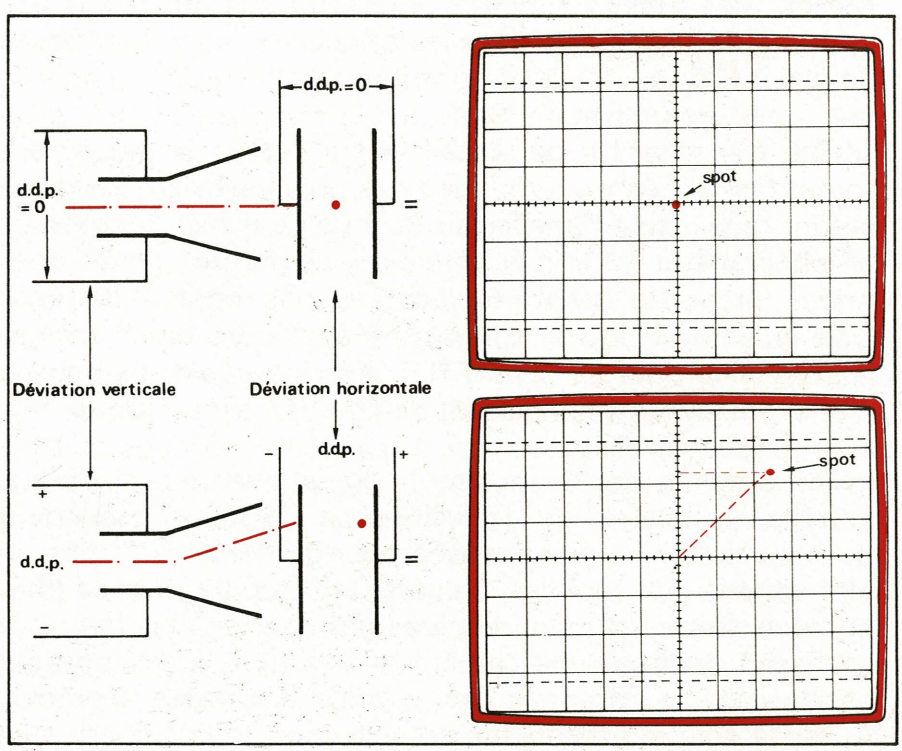


Fig. 3. – Illustration de la déviation électrostatique d'un T.R.C. utilisé dans les oscilloscopes.

Enfin, la grille de champ qui fait suite aux plaques de déviation verticale (voir **fig. 1**) est une grille métallique très fine de façon à ce qu'elle ne s'oppose pas au passage du faisceau électronique. Son but est entre autre d'éviter toute réduction de sensibilité qui peut être générée par l'action du champ de post accélération lequel en pénétrant au niveau des plaques de déviation aug-

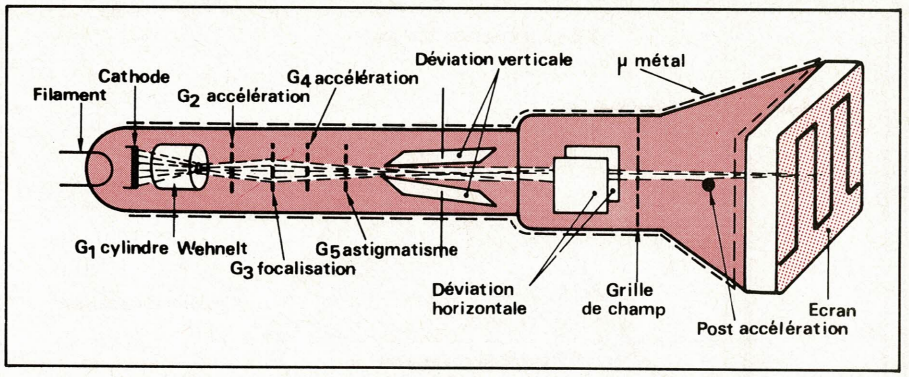


Fig. 1. – Illustration schématique d'un tube à rayons cathodiques mono-canon d'usage général.

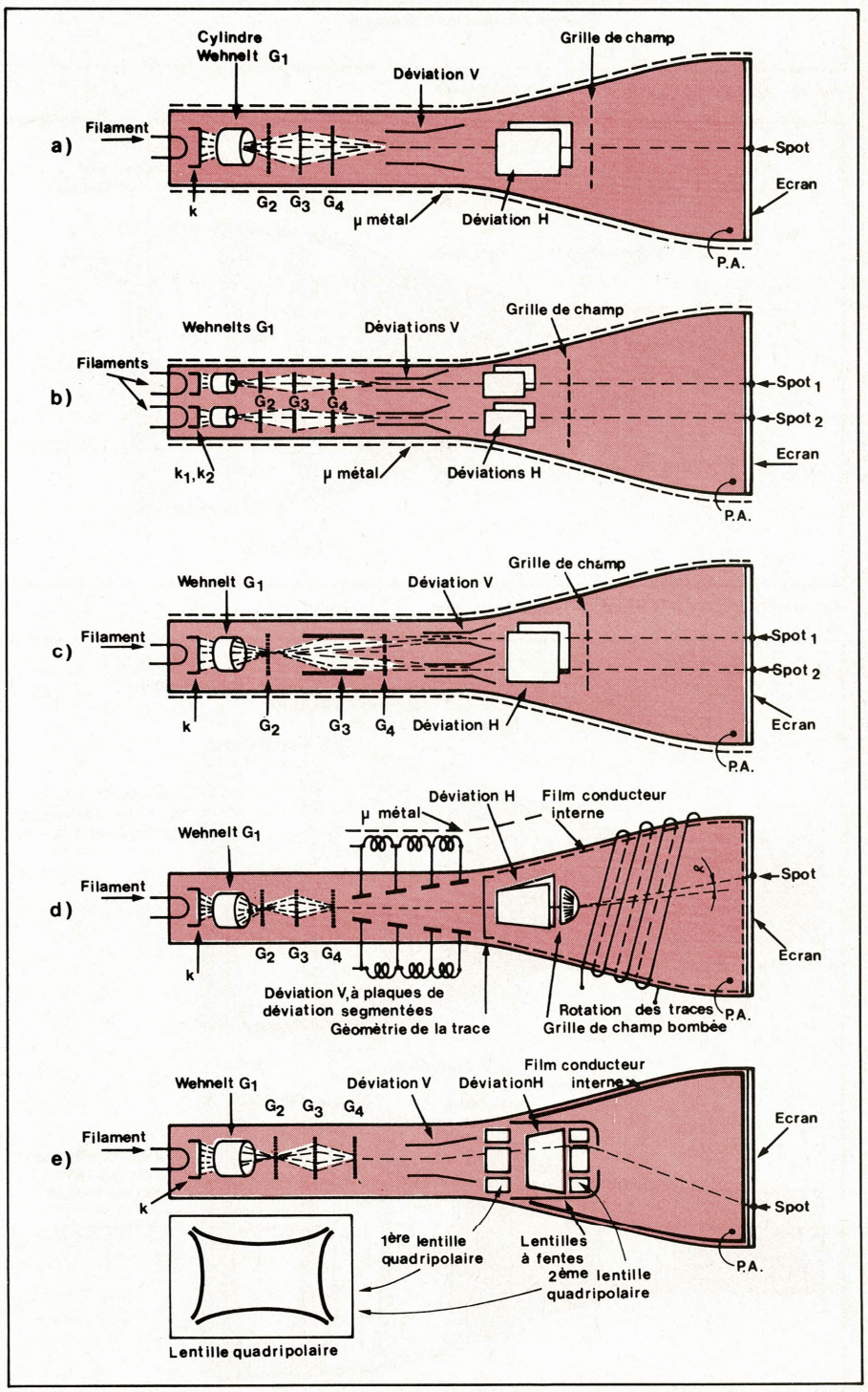


Fig. 4. – Principaux types de T.R.C. utilisés dans les oscilloscopes.
a) tube à rayons cathodiques classique
b) T.R.C. à double canon
c) T.R.C. à double faisceau
d) T.R.C. mono-canon pour oscilloscopes performants
e) T.R.C. mono-canon à amplificateur angulaire par lentilles quadripolaires.

mente la vitesse du faisceau. Cette grille de champ qui forme une barrière entre le système de déviation et l'écran rend la sensibilité du T.R.C. indépendante de la post accélération.

Outre les principaux éléments que nous venons d'examiner rapidement, un T.R.C. mono-canon peut comprendre, comme nous pouvons le voir **figure 4** : une grille de champ dite « bombée » qui permet de diminuer la longueur du tube en augmentant l'angle de déviation, un système de correction de la position des traces, un réglage de la rotation des traces et pour certains un système d'amplification angulaire par lentilles quadripolaires. Sur cette même **figure 4** qui résume les types de T.R.C. nous pouvons voir les tubes à double canon, (deux systèmes de génération du faisceau dans le col du tube ainsi qu'un double système de déviation) et les tubes à double faisceau qui offrent pratiquement les mêmes caractéristiques que le dernier T.R.C. cité avec cependant un avantage non négligeable : son prix de revient moins élevé.

Principes des tubes à rayons cathodiques à mémoire

Pour les deux principaux modes de mémorisation « demi teinte » (ou mémoire et persistance variables) et bistable ou encore les deux principes cumulés, les éléments qui entrent dans la composition des T.R.C. à mémoire utilisant ces techniques, sont à peu près identiques. En effet, ces tubes comprennent :

– les mêmes éléments dans le col du tube pour la génération du faisceau d'électrons ainsi que les plaques de déviation verticales et horizontales

– un ou deux canons qui délivrent un large faisceau d'électrons de densité uniforme projetés sur toute la surface de l'écran. Ces canons sont généralement appelés canons d'arrosage.

– un système d'enregistrement qui peut être soit l'écran soit une ou deux grilles dites grilles mémoire disposées parallèlement à l'écran

– l'écran de visualisation.

Le principe de fonctionnement des T.R.C. à mémoire repose sur la théorie de l'émission secondaire des électrons. En effet, tout matériau bombardé par un faisceau d'électrons émet en plus ou moins grand nombre des électrons second aires et cela en fonction du type de matériau et de l'énergie des électrons primaires. Le rapport entre la quantité d'émission secondaire émise et la quantité d'électrons primaire est désigné par le « taux d'émission secon-

daire » représenté par la courbe de la **figure 5**. En examinant cette courbe, nous pouvons voir que le taux d'émission secondaire est supérieur à 1 entre les deux points V_1 et V_2 (ces deux points représentent un taux d'émission secondaire égal à 1 c'est-à-dire que la quantité d'électrons secondaires est la même que celle des électrons primaires.)

Dans les T.R.C. à mémoire, la cible d'enregistrement est en matière isolante, ainsi, quand l'énergie du faisceau d'électrons primaires est inférieure à V_1, le taux d'émission secondaire est inférieur à 1 et la surface non conductrice présente une charge négative. Dans le cas contraire, (taux d'émission secondaire > 1) la surface non conductrice présente une charge positive. Ce dernier cas illustre le principe fondamental sur lequel repose le fonctionnement d'un tube à rayons cathodiques à mémoire. En effet, la caractéristique la plus importante d'un tel T.R.C. est le taux d'émission secondaire de la surface isolante en fonction de son potentiel qui est déterminé par l'énergie des électrons primaires. Cette caractéristique donne le rapport entre la quantité d'électrons secondaires qui quittent réellement la couche isolante et l'énergie des électrons primaires.

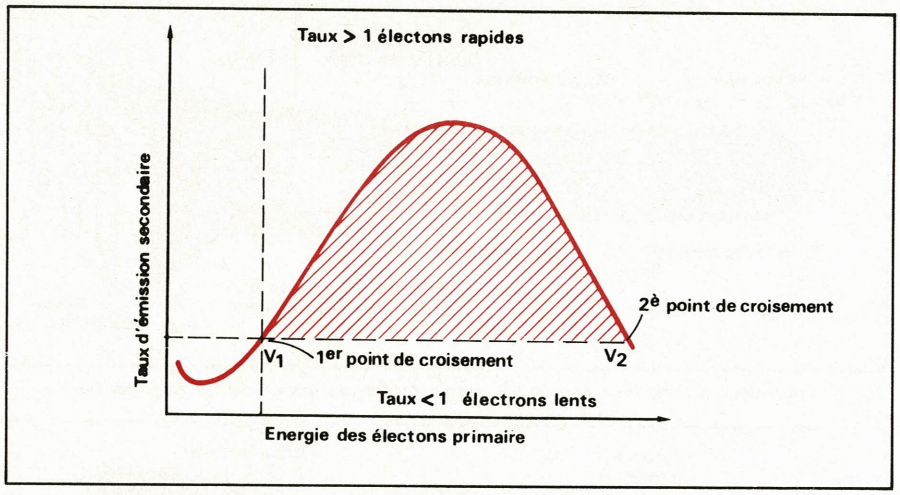


Fig. 5. – Courbe de rapport d'émission secondaire.

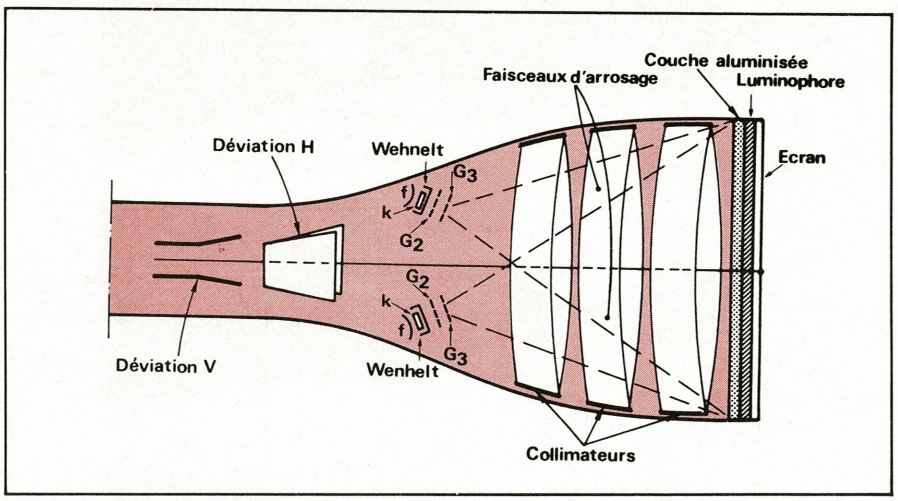


Fig. 6. – Faisceaux d'arrosage et collimateurs d'un T.R.C. à mémoire.

Constitution d'un T.R.C. à mémoire

Un tube à rayons cathodiques à mémoire se compose de deux parties principales ; comme pour un T.R.C. classique la partie écriture et, propre au système mémoire, une partie dite entretien. Cette dernière partie illustrée **figure 6** comprend : deux systèmes de génération d'un faisceau électronique (qui, comme nous le verrons peuvent être exploités de façons différentes selon le type de mémorisation) composés chacun d'une cathode, d'une grille de concentration G_2, d'une grille d'accélération G_3 et de collimateurs formés par des revêtements à l'intérieur du tube. Ces collimateurs sont communs aux deux générateurs de faisceaux lesquels ont pour rôle d'émettre un nuage uniforme d'électrons (concentré par G_2 G_3 et les collimateurs) sur la surface de l'écran. Ce nuage d'électrons doit être dirigé de telle sorte qu'il remplisse juste la partie utile de l'écran, aussi, pour ce faire ils sont polarisés positivement.

Lorsque les faisceaux d'électrons frappent l'écran, ils rendent celui-ci légèrement lumineux et chargent négativement selon le cas, une cible ou une couche mémoire en fonction de leur énergie.

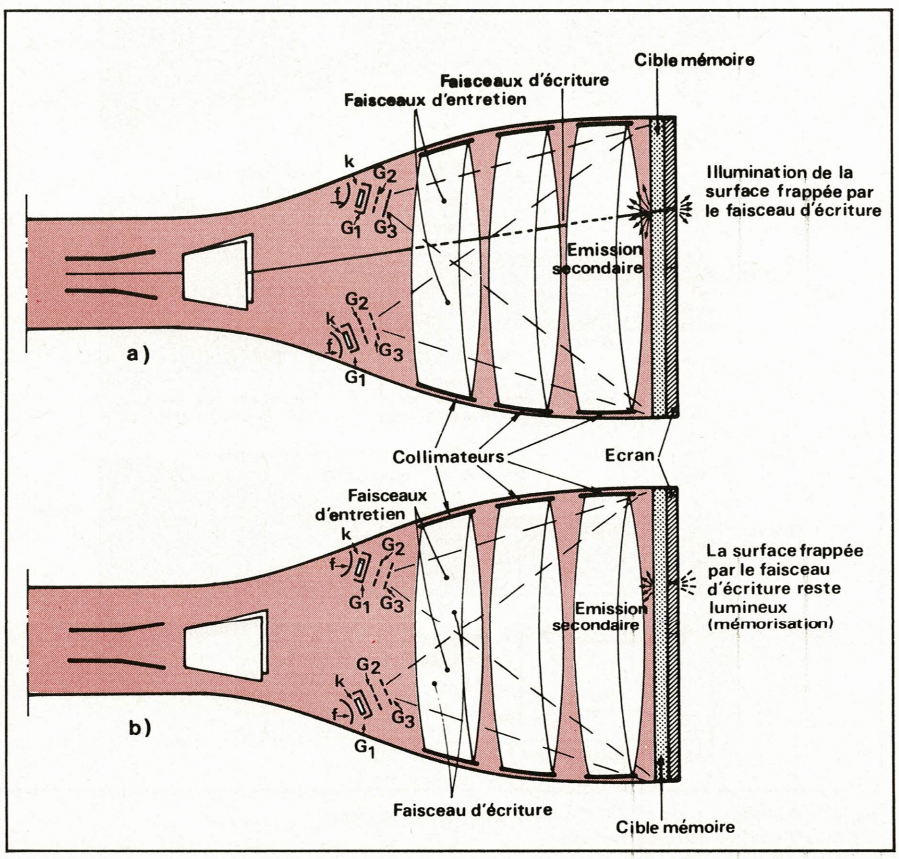


Fig. 7. – Inscription et lecture dans un T.R.C. à mémoire bistable
a) écriture
b) lecture.

Il existe plusieurs types de tubes à mémoire, et le choix de l'un d'entre eux repose essentiellement sur les applications auxquelles il est destiné. Cependant, n'oublions pas que le prix d'un oscilloscope à mémoire est d'autant plus important que ses caractéristiques sont performantes et « la caractéristique » la plus coûteuse est la vitesse d'écriture qui, pour être rapide fait appel à des techniques élaborées alors que pour des vitesses d'écriture relativement modestes mais néanmoins utilisables pour de nombreuses applications il existe de nombreux oscilloscopes équipés d'un T.R.C. à mémoire dont le prix de vente est très abordable.

Trois principales techniques permettent de garder en mémoire sur l'unité de visualisation un signal non répétitif (ou répétitif) en faisant appel à un T.R.C. à mémoire ; une quatrième possibilité peut cependant être utilisée, et nous voulons citer la mémorisation numérique qui fait appel à une technique tout à fait différente que nous aborderons en fin de cet article.

Mémoire bistable

Le T.R.C. à mémoire bistable est du fait de sa simplicité le tube le plus économique mais aussi le moins rapide (comme nous le verrons dans la partie écriture). Sa constitution illustrée dans la **figure 7 a et b** est pratiquement identique à celle illustrée **figure 6** avec au niveau de l'écran un support conducteur transparent qui a été ajouté. Ce support est utilisé comme collecteur d'électrons secondaires et est disposé juste avant la couche mémoire. L'ensemble couche luminophore et collecteur d'électrons est généralement appelé cible mémoire. Cette cible mémoire peut être divisée en deux parties distinctes qui peuvent être exploitées indépendamment en mode mémoire et en mode normal ce qui représente un grand avantage pour certaines mesures comparatives.

Comme nous l'avons examiné, le principe de fonctionnement de la mémoire bistable est basé sur le taux d'émission secondaire, ainsi, quand des électrons primaires frappent la cible, des électrons secondaires s'échappent de cette cible. Le nombre d'électrons secondaires sera d'autant plus important que l'énergie des électrons primaires sera elle aussi importante.

La cible est composée de particules de phosphore qui ont deux états stables (d'où le nom de bistable pour cette technique de mémorisation).

Le premier état stable qui correspond à un potentiel très proche de celui des cathodes des canons d'arrosage K1 K2.

Le second état stable qui, lui, correspond à un potentiel proche de celui du collecteur d'électrons secondaires.

Ces états stables dépendent respectivement du taux d'émission secondaire lequel, lorsqu'il est inférieur à 1 charge les particules de phosphore négativement et quand il est supérieur à 1 les charge positivement.

Le bombardement de la cible par les (ou le) faisceaux d'entretien n'a pas suffisamment d'énergie pour que le premier état stable soit changé, ce n'est qu'en présence d'un faisceau d'écriture de forte énergie que la quantité d'électrons secondaires sera assez importante pour obtenir le deuxième état stable de la cible et ainsi augmenter l'énergie des électrons secondaires.

Modes inscription et lecture

Avant que le faisceau d'écriture n'inscrive une information aux fins de la mémoriser, la cible mémoire est à un potentiel qui correspond à la partie inférieure du point de croisement V_1 de la **figure 5.** Ce potentiel est dû aux faisceaux d'entretien qui bombardent d'électrons de faible énergie cette cible.

A l'inscription, le faisceau d'écriture (d'une grande énergie) bombarde la surface de l'écran qui produit un apport de charges positives relativement important ainsi, le potentiel de la cible mémoire augmente jusqu'à ce que l'énergie des faisceaux d'entretien qui arrosent la cible soit supérieure à l'axe du niveau V_1 de la courbe de la **figure 5.** Dans ce cas, la couche luminophore est à un potentiel à peu près égal à celui du collecteur ce qui a pour effet d'illuminer l'écran dans les parties qui ont été frappées par le faisceau d'écriture.

Si le réglage de la luminosité du spot (et donc de l'intensité lumineuse ramenée sur l'écran) n'est pas suffisante, le potentiel de la couche luminophore n'est pas assez important et les (ou le) faisceaux d'arrosage ramènent ce potentiel à la même valeur qu'il avait avant le passage du faisceau d'écriture, dans ce cas, l'information n'est pas mise en mémoire.

Les processus d'écriture et de lecture dans un T.R.C. à mémoire bistable sont illustrés **figure 7a et b.** En a), du fait de l'énergie du faisceau d'écriture qui frappe la couche phosphorescente il se crée une émission secondaire là où la partie de la couche est chargée positivement (la partie qui ne reçoit pas le faisceau d'écriture reste chargée négativement) ce qui provoque à ces endroits d'impact des émissions de lumière. En b), les surfaces qui sont frappées positivement attirent les électrons auxiliaires à une vitesse supérieure à celle des surfaces non écrites ce qui a pour effet de garder la cible mémoire lumineuse. En effet, le taux d'émission secondaire est dans ce cas suffisant pour garder les parties frappées par le canon d'écriture lumineuse.

Comme nous l'avons déjà mentionné, la vitesse d'écriture d'un T.R.C. à mémoire bistable n'est pas importante. En effet, comme nous l'avons vu, il est nécessaire que le faisceau d'écriture soit pourvu d'une énergie suffisante pour que la cible mémoire change d'état. Aussi, pour la mise en mémoire d'un signal rapide (dans ce cas la vitesse de balayage de la base de temps de l'oscilloscope est également rapide) l'énergie du faisceau d'écriture par unité de surface n'est pas assez importante pour inscrire et mémoriser l'information.

La vitesse d'écriture maximale est donc la vitesse la plus rapide avec laquelle le faisceau d'écriture peut balayer la cible mémoire avec assez d'énergie pour la faire changer d'état et cela pour un seul passage sur l'écran. Cette vitesse d'écriture est généralement exprimée en cm/ms, en cm/μs ou en m/μs pour les tubes cathodiques à mémoire très rapides.

Il faut noter que des signaux rapides peuvent cependant être mémorisés sur l'écran d'un T.R.C. à mémoire bistable pour autant que ceux-ci soient répétitifs. En effet, en écrivant plusieurs fois au même endroit le signal à mémoriser et en coupant les faisceaux d'entretien pendant que les passages successifs du faisceau d'écriture chargent positivement la cible mémoire (dans ce cas, durant ces passages, le signal n'est pas visible sur l'écran) l'énergie ainsi accumulée est suffisante pour que les parties écrites basculent dans le deuxième état stable. Il suffit alors de bombarder à nouveau l'écran avec les faisceaux d'entretien pour que le signal inscrit devienne visible.

Dans le cas d'un signal unique, ce phénomène d'accumulation n'est bien entendu plus possible et une autre technique est utilisée pour augmenter la vitesse d'écriture. Cette technique consiste à appliquer une impulsion de sensibilisation au collecteur immédiatement après l'inscription. Celle-ci a pour but de faire basculer dans le deuxième état stable les parties du faisceau d'écriture non inscrites du fait de la faible énergie de ce faisceau.

L'amplitude de cette impulsion de sensibilisation doit être suffisante pour permettre aux parties de la cible mémoire sensibilisées par le faisceau d'écriture d'être dans la partie supé-

rieure de la courbe de la **figure 5** c'est-à-dire chargées positivement. Cette dernière technique permet d'augmenter d'environ dix fois la vitesse d'écriture d'un T.R.C. à mémoire bistable.

Effacement

Le processus d'effacement d'une information stockée dans la partie mémoire bistable d'un T.R.C. est relativement simple puisqu'il suffit d'appliquer dans un premier temps une tension positive au collecteur de telle

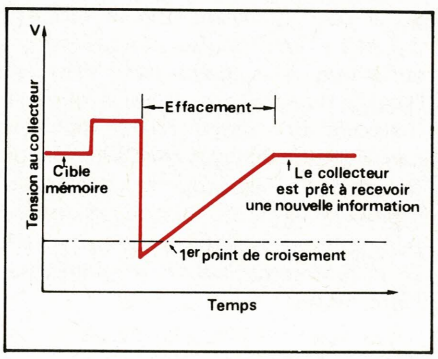


Fig. 8. – Tension d'effacement du contenu de la mémoire bistable.

sorte que toute la couche mémoire soit à un potentiel correspondant à la partie du point de croisement de la courbe de la **figure 5** ce qui a pour effet d'illuminer l'écran. Ensuite, le collecteur est ramené à un potentiel proche de celui des cathodes des générateurs des faisceaux d'entretien. Lorsque le collecteur est de nouveau à son potentiel normal de fonctionnement en mode de mémorisation, la partie mémoire est réceptive pour recevoir une nouvelle information. La **figure 8** montre la forme de la tension d'effacement en fonction du temps.

Tubes à rayons cathodiques à mémoire et persistance variables

Le T.R.C. à mémoire et persistance variables plus généralement nommé « demi-teinte » est pour certaines de ses caractéristiques plus performant et ainsi plus apte à résoudre certaines applications qui nécessitent une ou deux traces lumineuses et très contrastées. En outre, un tel tube offre non seulement la possibilité de mémoriser des variations d'intensités lumineuses mais aussi de régler à volonté des temps de persistance et de mémoire lorsque le tube est utilisé dans l'un de ces modes.

La technologie d'un T.R.C. à mémoire « demi-teinte » est assez proche de celle d'un tube à mémoire bistable. Cependant, son mode de fonctionnement est sensiblement différent et, il faut le souligner un peu plus com-

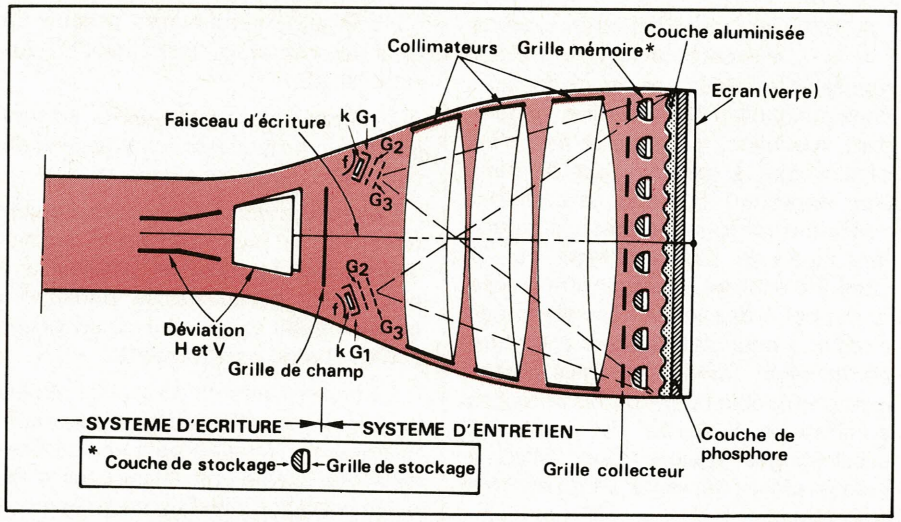


Fig. 9. – Composition interne d'un T.R.C. à mémoire et persistance variables, partie entretien.

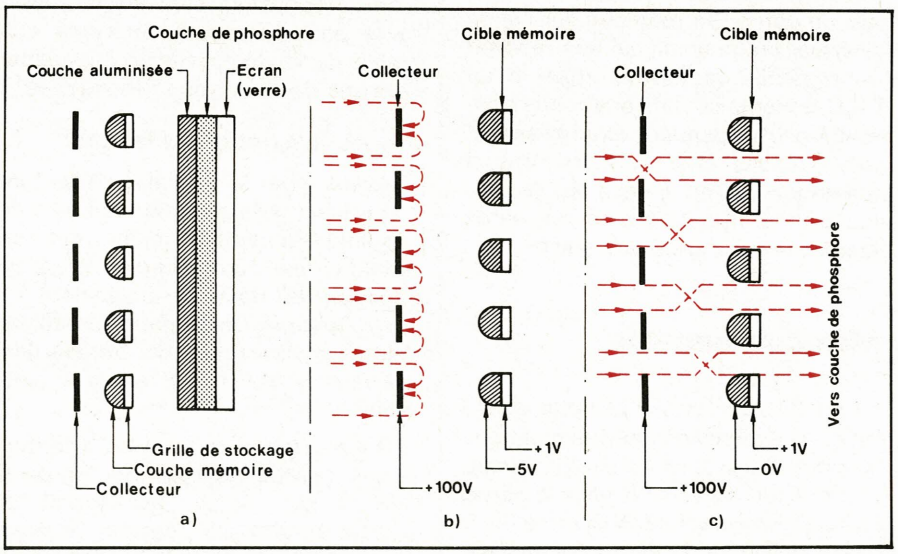


Fig. 10. – a) partie détaillée de la mémoire
b) les électrons ne parviennent pas à la cible mémoire
c) les électrons passent la partie mémoire.

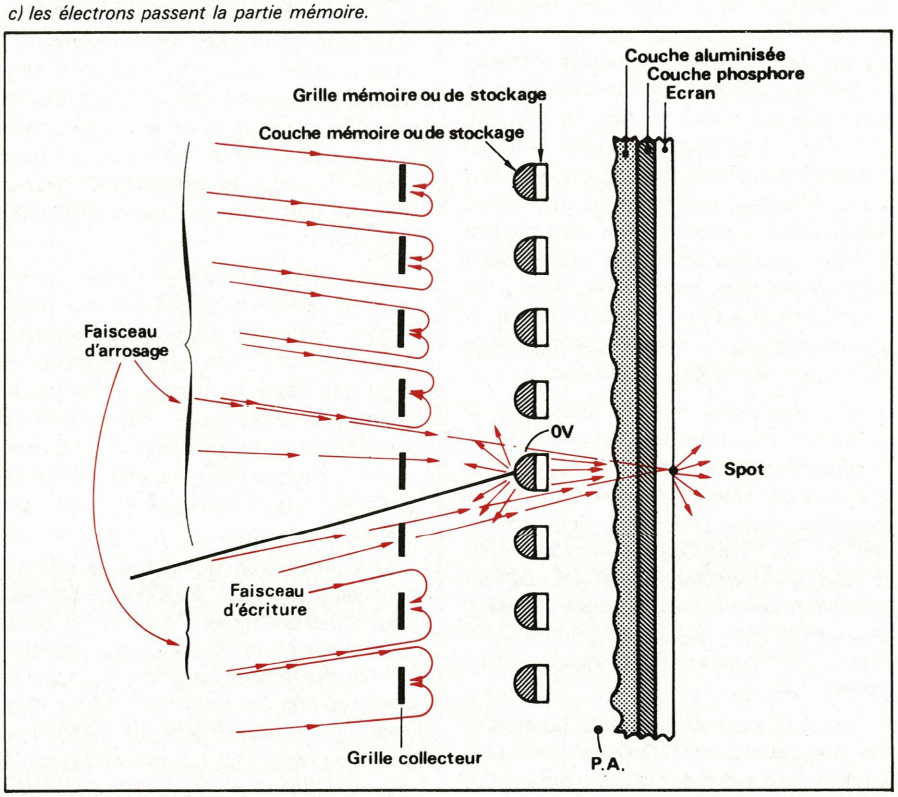


Fig. 13. – Les charges positives du faisceau d'écriture permettent aux électrons du faisceau d'arrosage de parvenir jusqu'à l'écran du T.R.C. à mémoire demi-teinte.

plexe. En effet, si nous comparons le schéma de la **figure 6** à celui de la **figure 9,** nous pouvons voir qu'avant l'écran, le tube « demi-teinte » est constitué d'une grille dite « grille mémoire » composée de deux parties ; couche et grille de stockage et enfin d'une grille collectrice qui est une grille métallique dont les orifices sont de quelques dizaines de microns. Son rôle est de recueillir les électrons qui n'atteindraient pas l'écran et à repousser les charges positives qui pourraient remonter vers les cathodes (K) ce qui risquerait d'entraîner leur destruction.

Comme nous pouvons le voir **figure 9**, (détail de la grille mémoire) la grille mémoire est composée d'une grille de stockage sur laquelle est fixé un matériau non conducteur qui permet de garder en mémoire les informations délivrées par le canon d'écriture grâce à un couplage capacitif existant entre la grille de stockage et ce diélectrique.

Principe de fonctionnement de la mémoire « demi-teinte »

Il repose essentiellement sur le couplage capacitif qui existe entre la grille de stockage et la couche isolante (diélectrique déposée sur la grille par la technique de couches minces) sur laquelle se produit la mémorisation. Nous pouvons voir **figure 10-a, 10-b et 10-c** le principe de fonctionnement de la mémoire « demi-teinte », les valeurs des tensions mentionnées dans ces figures sont fonction des tensions des cathodes des canons d'entretien.

Avant que l'inscription ait lieu, la grille de stockage est à un potentiel de + 1 V environ par rapport aux cathodes des canons générateurs de faisceau d'entretien. Le potentiel de la couche de stockage non conductrice est commandé par les programmes d'écriture et d'effacement qui sont appliqués à la grille de stockage, il varie entre 0 V et – 5 et 10 V.

Si le potentiel de la couche de stockage (ou couche mémoire) est de 0 V **(fig. 10-c)** la quasi totalité des électrons des faisceaux d'arrosage traversent la grille mémoire et atteignent l'écran, ce dernier est alors lumineux sur toute sa surface (luminosité rendue uniforme par les collimateurs illustrés **figure 9**). Les électrons restants sont repoussés par la couche mémoire et captés par la grille collectrice.

Quand le potentiel de la surface de la couche de stockage est négatif, le nombre d'électrons des faisceaux d'arrosage qui traversent la grille sont beaucoup moins importants, et pour une certaine valeur de ce potentiel (– 10 V environ) aucun électron ne traverse la grille mémoire ce qui se traduit par un écran non lumineux, puisque non bombardé par ces électrons (illustration **fig. 10-b**). Nous pouvons voir sur la courbe de la **figure 11** que si la tension superficielle de la couche de stockage est comprise entre 0 et 5 V, nous pouvons obtenir un certain niveau de luminosité sur l'écran qui va augmentant au fur et à mesure que ce potentiel tend vers 0 V.

Quand les électrons traversent la grille mémoire, ils sont fortement accélérés par la tension de post-accé-

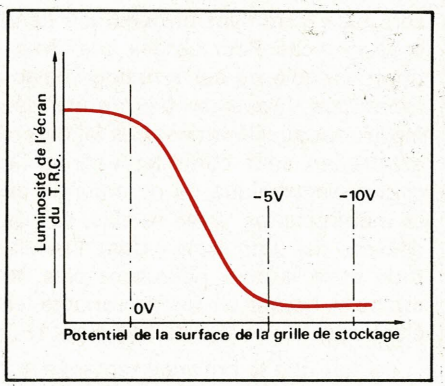


Fig. 11. – Luminosité ramenée sur l'écran du T.R.C. en fonction du potentiel de la surface de la grille de stockage.

lération (plusieurs kV) et viennent bombarder le luminophore de l'écran provoquant ainsi une émission de lumière. La grille mémoire peut être comparée à la grille de commande d'une triode et, de même qu'en fonction de la tension grille, le courant de l'anode varie, le potentiel de la grille mémoire est directement proportionnel au courant des électrons des faisceaux d'arrosage qui sont dirigés sur l'écran. Plus le nombre d'électrons ainsi libérés sera important, plus le tracé sera lumineux.

L'inscription consiste donc à apporter localement des charges positives sur la couche mémoire (couche de stockage) par le biais du faisceau d'écriture. Ainsi, les électrons qui arrosent la cible mémoire auront le passage libre pour parvenir à l'écran au niveau des zones inscrites par le canon d'écriture. La quantité de lumière au niveau des zones inscrites ramenée sur l'écran sera d'autant plus importante que le canon d'écriture aura une énergie suffisante.

Préparation à l'inscription et écriture

Pour que la cible mémoire soit prête à recevoir et stocker une information, il faut appliquer à la grille mémoire une tension positive qui, grâce au couplage capacitif existant entre grille et couche mémoire, portera cette dernière au même potentiel. La grille est alors bombardée par les électrons des deux faisceaux d'entretien, ce qui a pour effet de provoquer une émission secondaire et de charger négativement la surface de la couche mémoire. Lorsque la tension positive n'est plus appliquée à la grille mémoire, celle-ci revient à son potentiel initial et, toujours par couplage capacitif, le potentiel de la couche mémoire devient négatif et les électrons émis par les deux faisceaux d'arrosage ne parviennent pas jusqu'à l'écran qui n'est pas lumineux. La **figure 12** montre les signaux qui préparent à l'inscription

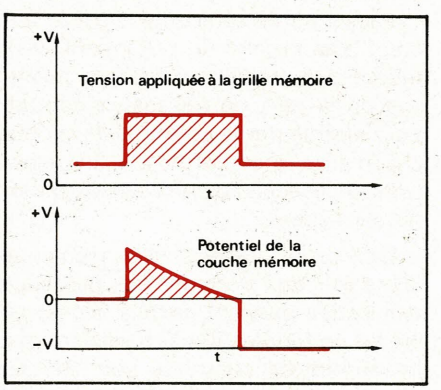


Fig. 12. – Formes et potentiels des signaux préparant l'inscription dans un T.R.C. à mémoire demi-teinte.

d'un T.R.C. à mémoire et persistance variables.

A présent que la mémoire est prête à mémoriser une information, le processus d'inscription est le suivant : le faisceau d'écriture vient frapper localement la couche mémoire (avec une énergie qui est fonction de la post-accélération et de la rapidité du signal à stocker en mémoire) qui va accumuler des charges positives jusqu'à ce qu'éventuellement, la surface du diélectrique (couche mémoire), soit à un potentiel limité à 0 V par les électrons des faisceaux d'entretien qui correspond à un niveau de saturation de l'écriture. Ce potentiel atteint les électrons du faisceau d'arrosage peuvent traverser l'électrode mémoire et parvenir jusqu'à l'écran étant au préalable fortement accélérés par la tension de P.A. (au niveau de l'écran). Le processus d'écriture est illustré **figure 13.**

Le nombre d'électrons qui traversent la mémoire est bien sûr fonction du potentiel du diélectrique qui lui-même dépend de la quantité de charges qui y sont déposées par le canon d'écriture. Ainsi, si ce dernier est de faible énergie, la quantité d'électrons du faisceau d'entretien qui parviendra jusqu'à l'écran sera faible et donc la luminosité sera elle-même faible. Au contraire, si le canon d'écriture est de forte énergie, la luminosité et donc la facilité d'analyse du signal mémorisé est importante. Cette dernière caractéristique est l'un des avantages des T.R.C. à mémoire demi teinte puisqu'elle per-

met de mettre en mémoire et de visualiser des différences d'intensités lumineuses (contrastes).

Comme pour le T.R.C. à mémoire bistable, il est possible avec la mémoire demi-teinte d'augmenter la vitesse d'écriture et donc de mémoriser un signal rapide. Pour ce faire, il faut effacer la surface de la couche mémoire juste au-dessous du seuil d'écriture en réduisant l'amplitude de l'impulsion d'effacement de moitié environ (voir plus loin lecture et effacement). Ainsi, le niveau dit de « repos » après effacement est beaucoup plus proche du potentiel 0 V. Il faudra donc moins de charges positives de la part du faisceau d'écriture pour augmenter le potentiel de la couche mémoire et permettre aux électrons du faisceau d'entretien de parvenir sur l'écran.

Bien qu'en utilisant cette technique une partie des électrons des faisceaux d'entretien parvient jusqu'à l'écran en créant un fond de lumière verte et que le rapport de contraste soit un peu diminué, la vitesse d'écriture est augmentée de 10 à 20 fois, ce qui dans certains cas peut être très appréciable.

Lecture et effacement de la mémoire demi-teinte

Une fois le signal inscrit dans la mémoire demi-teinte du T.C.R., il peut être étudié. Cependant, le temps de mémorisation du signal emmagasiné est relativement limité même si nous tenons compte du fait qu'apparemment l'information stockée peut rester indéfiniment en mémoire puisque les électrons du faisceau d'entretien ne frappent jamais le diélectrique de la couche mémoire.

En fait il n'en est rien. En effet, le T.R.C. contient des gaz qui sont ionisés par les électrons des faisceaux d'entretien et des ions positifs chargent la couche mémoire, ce qui a pour effet de provoquer progressivement une trace de plus en plus épaisse qui devient telle que l'examen du signal enregistré n'est plus possible comme cela est illustré **figure 14-a, figure 14-b et figure 14-c.**

Pour retarder au maximum ce phénomène, il faut retarder l'action des charges ionisées et pour se faire, la solution consiste à arroser la couche mémoire non plus continuement, mais par intermittence, ce qui aura pour effet de diminuer l'intensité lumineuse de la trace sur l'écran puisque la quantité d'électrons qui lui parviendra sera moins importante. Aussi, certains oscilloscopes équipés de T.R.C. à mémoire et persistance variables offrent la possibilité de visualiser l'information mémorisée selon deux configurations :

1) Avec une luminosité sur l'écran de la ou des traces importante mais dans ce cas le temps maximal de mémorisation est sensiblement réduit.

2) Avec une luminosité sur l'écran de la ou des traces juste suffisante pour permettre une bonne étude du signal enregistré en mémoire, bien sûr, dans ce cas le temps maximal de mémorisation est beaucoup plus long.

Dans le premier cas, comme mentionné plus haut, la couche mémoire sera plus fortement arrosée que dans le second cas. Pour obtenir une répartition variable de cet arrosage d'électrons des faisceaux d'entretien, les électrodes accélératrices des faisceaux d'entretien sont commandées par le circuit électronique de commande de la mémorisation dont le rôle est de délivrer des impulsions dont l'amplitude et la largeur polarisent plus ou moins et durant un temps variable les électrodes G_2 et $G_{2'}$ de la **figure 15.**

Du fait que la brillance ramenée sur l'écran du signal stockée varie linéairement avec la largeur des impulsions, lorsque le mode de représentation en mémoire est réglé afin d'obtenir une luminosité minimale, l'impulsion est presque coupée et le temps de stockage est maximal.

Quand à l'effacement des informations stockées dans la mémoire, celui-ci peut s'effectuer de trois façons :

1) Par une commande manuelle (effacement manuel).

2) Automatiquement dans le mode de fonctionnement à persistance variable (effacement progressif).

3) Automatiquement à la fin de chaque balayage.

Notons que l'effacement consiste à uniformiser le potentiel de la surface de la couche de stockage.

Examinons l'effacement manuel : dans ce mode d'effacement, le potentiel de la grille mémoire varie selon la courbe de la **figure 16-a** et dans le même temps, la variation du potentiel de la couche mémoire illustrée **figure 16-b.** En appuyant sur la commande effacement (instant T_1 de la **fig. 16-a**) le potentiel de la grille mémoire est porté au même potentiel que la grille collectrice. Par effet capacitif, la couche mémoire est élevée à peu près au même potentiel. Du fait que la surface de la couche mémoire est bombardée par des électrons dont l'énergie est supérieure au premier point de croisement V_1 de la **figure 5,** tout le potentiel de cette surface devient très positif et toutes les informations mémorisées sur la couche mémoire sont éliminées (le potentiel de la surface de la mémoire ne peut guère

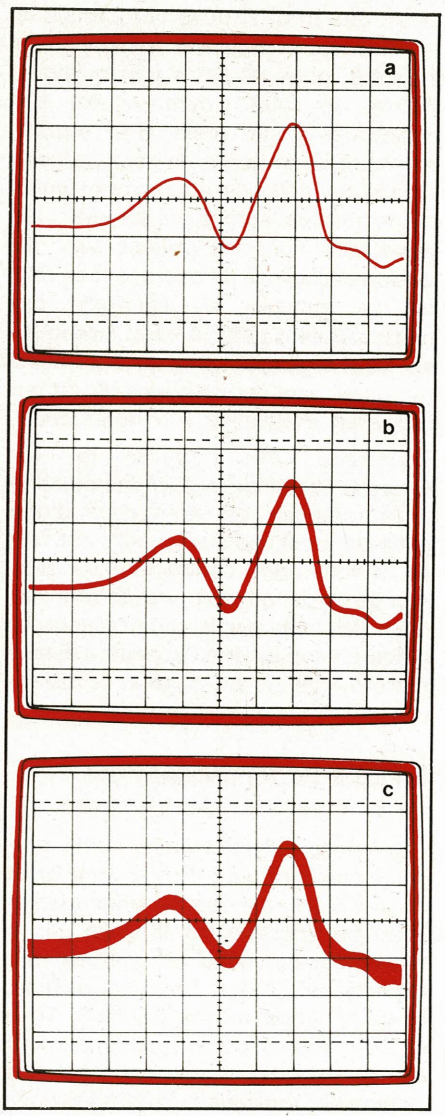


Fig. 14-a. – L'oscillogramme vient d'être mémorisé ; nous pouvons voir une trace fine qui permet une étude précise.

Fig. 14-b. – Même oscillogramme que le précédent mais, après un temps de mémorisation d'environ 10 à 15 minutes, on constate que la trace devient plus épaisse.

Fig. 14-c. – Signal de la **figure 14-a** *mémorisé depuis environ une heure ; la trace est encore plus épaisse qu'en 14-b et l'écran commence à devenir aussi lumineux que la trace.*

augmenter au-delà de 100 V. En effet, le collecteur dans ce cas repousserait les électrons émis vers la couche mémoire en tendant à réduire son potentiel.

Quand la commande d'effacement manuel est relâchée (instant t_2 de la **fig. 16-a**), la grille mémoire revient à un potentiel de + 1 V et la surface de la couche mémoire toujours par couplage capacitif revient au potentiel de 0 V en cela aidé par l'action des électrons des faisceaux d'entretien.

Après environ 200 ms (instant t_3 de la **fig. 16-a**), la grille mémoire revient automatiquement au niveau + 11 V qui est maintenu dans notre exemple durant 400 ms. Bien entendu, la surface de la couche mémoire, pour la raison déjà citée du couplage capacitif est portée au potentiel de + 10 V, lequel

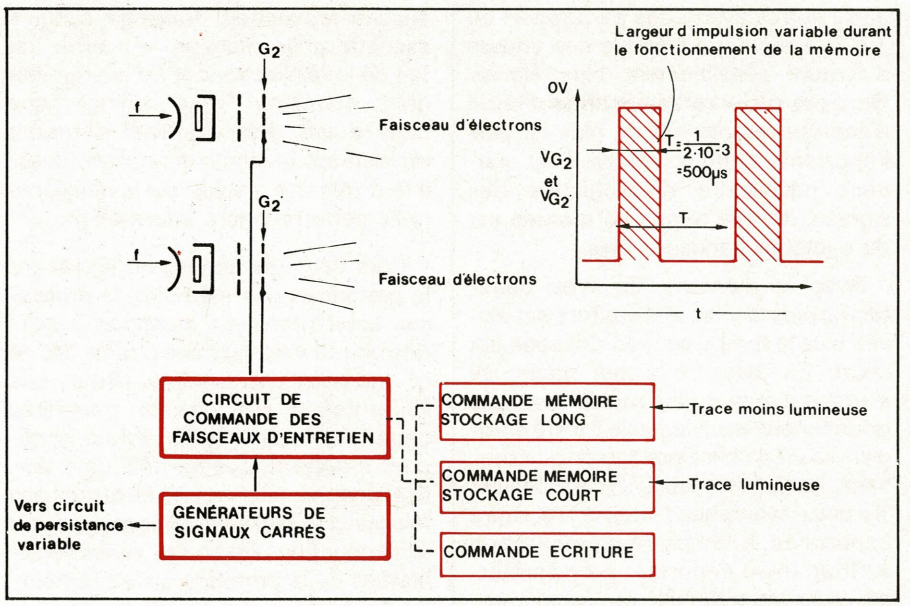


Fig. 15. – Synoptique du circuit de commande du temps de mémorisation.

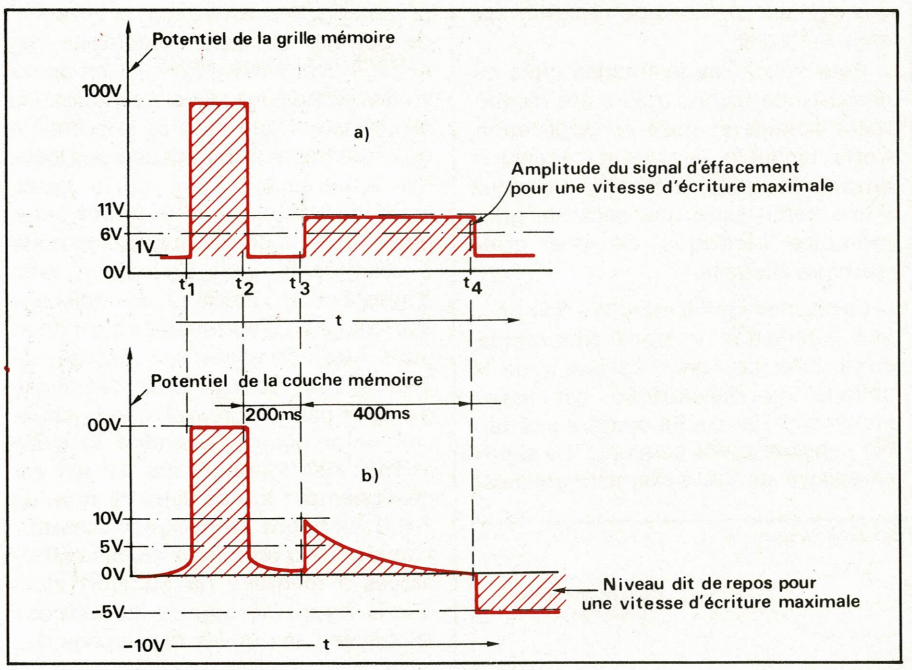


Fig. 16 a et b. – Illustration des potentiels des grilles et couche mémoire durant le cycle d'effacement.

potentiel sous l'action des faisceaux d'entretien va diminuer progressivement jusqu'à 0 V. Après ce temps de 400 ms (instant t_4 de la **fig. 16-a**) la grille mémoire revient au potentiel de + 1 V, ce qui fait que celui de la couche mémoire est porté à – 10 V.

Le cycle d'effacement est alors terminé et la cible mémoire est prête à recevoir une nouvelle information pour la stocker.

En ce qui concerne l'effacement automatique, il est nécessaire au fonctionnement en mode persistance variable du T.R.C., ce dernier mode étant réglable manuellement pour faire varier le temps de mémorisation selon les cas entre 0,3 seconde et plusieurs dizaines de minutes.

Dans ce mode d'effacement, le rétablissement du potentiel de la surface de la couche mémoire à une valeur inférieure à celle du point de croisement V_1 de la **figure 5,** est non pas obtenu par une impulsion d'effacement, mais après un nombre plus ou moins grand de ces impulsions. Celles-ci sont issues d'un générateur de signaux carrés (fréquence environ 2 kHz), lequel par l'intermédiaire d'un circuit de commande attaque les électrodes accélératrices des faisceaux d'arrosage. Ainsi, le potentiel de la couche mémoire est proportionnel à la forme de ces impulsions comme cela est illustré dans la **figure 17 a, b et c.**

Comme cela était le cas lors de l'effacement manuel, le potentiel de la surface de la couche mémoire suit les variations du potentiel de la grille mémoire. Cependant, durant chaque cycle d'effacement, la surface de la couche mémoire acquiert un potentiel plus positif et ainsi, capte les électrons

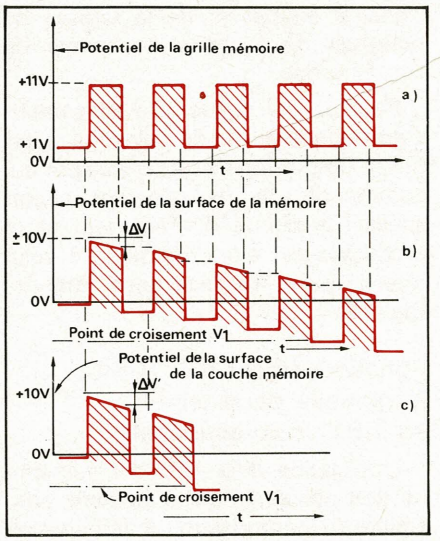


Fig. 17.
a) potentiel de la grille mémoire durant l'utilisation en mode persistance variable
b) potentiel de la couche mémoire dans le même cas que a)
c) idem b) mais avec un temps de rémanence moins long (largeur des impulsions d'effacement plus grandes).

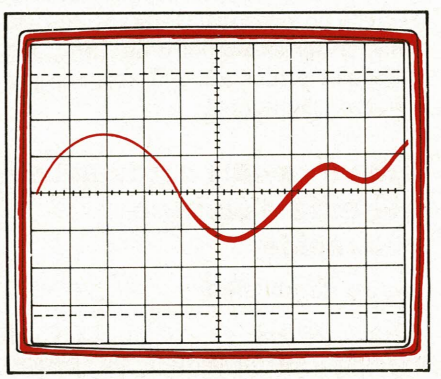


Fig. 18. – Oscillogramme montrant un signal répétitif représenté en mode persistance variable.

des faisceaux d'entretien, ce qui tend à abaisser son potentiel de Δ V.

Si cette procédure se répète de nombreuses fois, le potentiel de repos au niveau de la couche mémoire atteindra éventuellement le niveau V_1 du point de croisement et le phénomène enregistré sera effacé. En augmentant la largeur des impulsions (**fig. 17-c**), la chute du potentiel de la surface de la couche mémoire devient trop important (Δ V') et le nombre de cycle d'effacement deviendra moins important pour que l'information stockée disparaisse en totalité. En fait, le réglage du temps de persistance est obtenu en faisant varier la largeur des impulsions dirigées sur les grilles G_2 et $G_{2'}$ de la **figure 15.**

L'oscillogramme de la **figure 18** montre la visualisation d'un signal répétitif en mode de fonctionnement persistance variable. Nous pouvons voir que dans ce cas, le début de la trace s'efface au moment où apparaît le second balayage et donc la nouvelle trace. Pour obtenir ce résultat, il suffit de régler le temps de rémanence proportionnellement à la fréquence du

signal à étudier et de la vitesse de balayage de la base de temps de l'oscilloscope.

Pour ce qui concerne l'effacement automatique en fin de balayage, il est utilisé l'impulsion de retour du spot qui commande (par le biais d'un circuit spécial) le circuit d'effacement et le processus est alors identique à celui décrit pour l'effacement manuel **(fig. 19)**.

Fonctionnement d'un T.R.C. à mémoire demi-teinte en T.R.C. conventionnel

L'utilisation d'un T.R.C. à mémoire ne doit pas se limiter à sa seule possibilité de mémorisation, il doit pouvoir aussi être exploité comme un T.R.C. conventionnel. Ceci peut très aisément être ordonné en supprimant les faisceaux d'entretien et en portant la grille collecteur à 0 V, l'action due au bombardement des électrons sur la couche mémoire ne permet plus à celle-ci d'être à un potentiel différent de 0 V. Ainsi, la partie mémoire du T.R.C. est inhibée et le tube est utilisable comme un tube traditionnel.

Tube à rayons cathodiques à vitesse d'écriture très rapide

(à grille de transfert)

Nous avons vu qu'un T.R.C. à mémoire « demi-teinte » ou persistance et mémoire variables présentait entre autres avantages par rapport au T.R.C. à mémoire bistable une vitesse d'écriture sensiblement plus élevée. Or, c'est cette caractéristique vitesse d'écriture qui devient de plus en plus importante et de nos jours, il est souvent nécessaire d'enregistrer des signaux dont le temps de montée est de quelques nanosecondes.

Avec la mémoire du type demi-teinte, plus la vitesse d'écriture est élevée plus le temps de mémorisation est court. En effet, le signal mémorisé s'efface d'autant plus rapidement que la luminosité avec laquelle il a été enregistré a été faible alors que ce que souhaite l'utilisateur consiste à concilier les deux avantages ; vitesse d'écriture importante et temps de mémorisation suffisamment important pour permettre un examen détaillé du signal enregistré. En outre, ce sont généralement des signaux rapides non répétitifs qui sont à étudier.

Pour réunir les avantages cités ci-dessus, une technologie a été récemment étudiée et mise en application. Cette technologie consiste à ajouter devant la grille mémoire classique d'une demi-teinte une seconde grille mémoire identique ou une grille mémoire bistable.

La première grille mémoire doit pouvoir enregistrer un signal très rapide, aussi, pour ce faire, l'épaisseur de la couche du diélectrique est assez importante (ce qui lui confère une faible capacité entre couches). Le signal enregistré sur cette première grille est ensuite rapidement transféré sur une seconde grille mémoire. En effet, du fait de la faible capacité de la première grille mémoire, l'effet ionique (que nous avons déjà examiné) détruirait rapidement le signal enregistré, aussi, il faut très vite stocker sur la deuxième grille cette première information.

Pour l'enregistrement du signal sur la première grille mémoire, le processus est strictement identique à celui que nous avons examiné pour le cas de la mémoire demi-teinte. Pour que l'information soit ensuite transférée dans la deuxième grille, il faut appliquer à cette deuxième grille une tension positive telle que les électrons des faisceaux d'entretien puissent passer localement au niveau des zones sensibilisées de la première grille mémoire.

Si la seconde grille mémoire a été préparée, (c'est-à-dire que le potentiel de surface de son diélectrique est négatif) elle reçoit durant le temps où la tension positive lui est appliquée, les électrons qui ont traversé la première grille mémoire. Ainsi, des charges locales apparaissent sur cette grille mémoire grâce auxquelles, en portant le potentiel de la première grille mémoire à celui de la grille collectrice, (afin d'autoriser le passage du faisceau d'arrosage ou d'entretien) l'information peut être visualisée sur l'écran du T.R.C. Elle pourra être visualisée d'autant plus longtemps que la capacité entre couche mémoire et grille mémoire sera importante, ce qui est généralement le cas dans ce type de T.R.C. La **figure 20** illustre la constitution interne d'un tube à rayons cathodiques à mémoire de transfert alors que la **figure 21** montre les tensions appliquées aux grilles et couches des

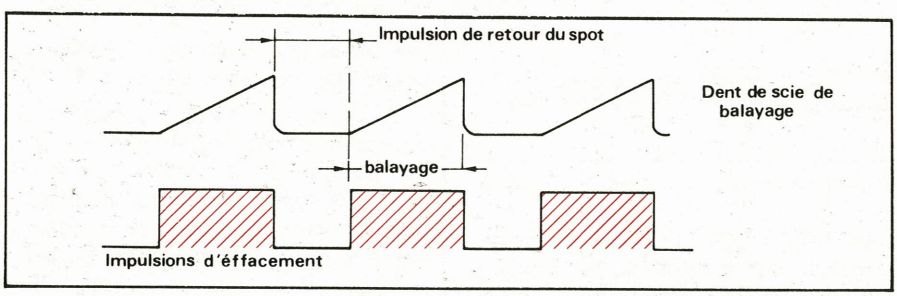


Fig. 19. – L'impulsion d'effacement du retour de balayage peut commander le circuit d'effacement de la mémoire (sa largeur doit être suffisante pour permettre l'effacement).

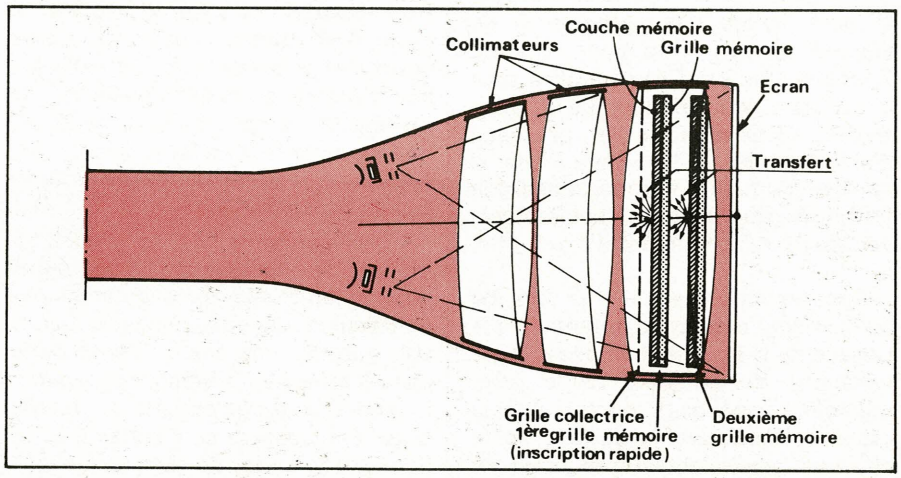


Fig. 20. – Structure interne d'un T.R.C. à mémoire à grille de transfert.

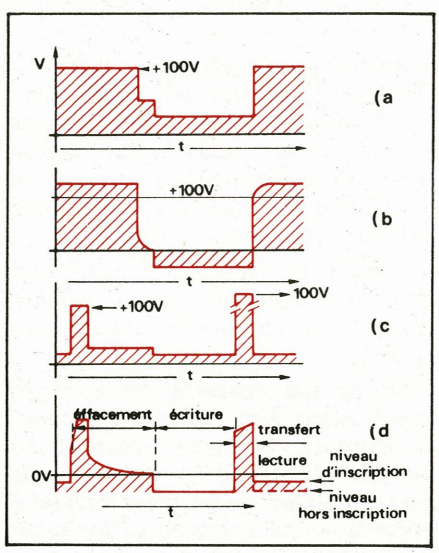


Fig. 21. – Tensions aux grilles et couches mémoire d'un T.R.C. à grille de transfert.
a) première grille mémoire
b) première couche mémoire
c) deuxième grille mémoire
d) deuxième couche mémoire

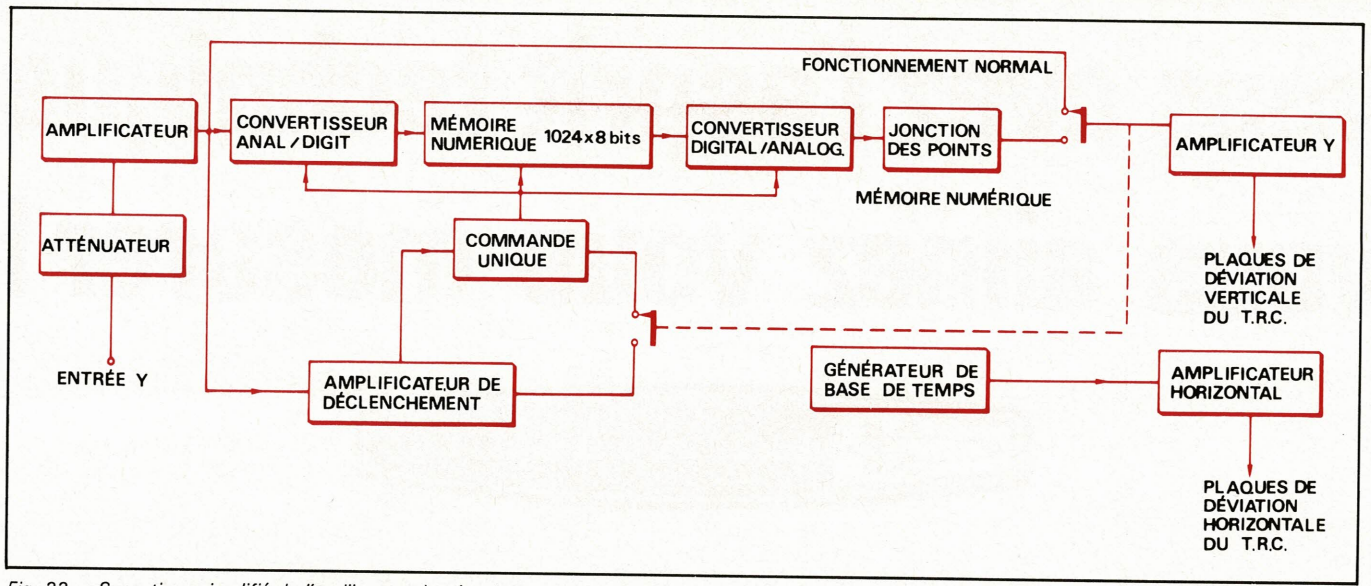


Fig. 22. – Synoptique simplifié de l'oscilloscope à mémoire numérique.

mémoires pour les trois opérations d'écriture de transfert et d'effacement.

Dans le but d'augmenter encore le temps de mémorisation, la seconde grille mémoire peut être du type bistable. Cette dernière solution ne peut cependant être réalisée qu'en diminuant la vitesse d'écriture.

Il va de soi que l'utilisation d'oscilloscopes à mémoire à grille de transfert est un peu plus complexe que des appareils plus classiques et que du fait de ces performances, le coût d'achat de tels appareils est sensiblement plus élevé.

Conclusion

Cet article réservé aux T.R.C. à mémoire ne saurait être complet si nous n'abordions pas rapidement une autre forme de mise en mémoire qui tend de plus en plus à se développer, nous voulons citer la mémoire numérique qui ne fait pas appel à un T.R.C. spécial. En effet, l'information est stockée dans un circuit mémoire tout à fait indépendant du T.R.C. Pour se faire, après atténuation et si besoin est amplification du signal à mémoriser injecté à la ou les entrées verticales de l'oscilloscope, le signal est dirigé sur un convertisseur analogique/numérique puis sur un circuit de mémoire numérique. Les informations stockées dans cette mémoire peuvent être visualisées à tous moments. Il suffit pour se faire de les convertir en données analogiques grâce à un convertisseur prévu à cet effet puis enfin de les amplifier avant de les diriger sur les plaques de déviation verticale du T.R.C. Le synoptique simplifié d'un oscilloscope à mémoire numérique (OS 4000 de Gould Advance) est illustré **figure 22**. Ce mode de mise en mémoire des informations offre de nombreux avantages, parmi les principaux nous pouvons citer outre la possibilité de rappeler à un moment quelconque le contenu de la mémoire (l'appareil peut fonctionner en mode normal même lorsque sa mémoire contient des informations) celle de pouvoir garder indéfiniment le contenu de cette mémoire. Sans que l'utilisateur soit gêné par l'apparition de taches sur l'écran. De plus, l'évolution d'un signal dans le temps peut être reproduit sur l'écran en délayant les parties les plus importantes, au choix de l'opérateur.

Une restriction cependant réside dans la capacité mémoire d'un tel appareil qui, pour être d'un prix très compétitif doit limiter ces caractéristiques dans ce domaine, ce qui ne lui permet pas de garder en mémoire des signaux très rapides.

Notre conclusion sera simple, l'utilisateur peut aujourd'hui faire appel à des oscilloscopes équipés de T.R.C. à mémoire dont les caractéristiques notamment la vitesse d'écriture répondront à ses besoins. En effet, selon le type de tube utilisé, cette vitesse d'écriture peut être de quelques com/μs à plusieurs milliers de cm/μs avec une qualité de restitution qui permet une analyse détaillée du signal.

J.C. BAUD

vous avez l'esprit technique vous aimez vous mesurer !

HEATHKIT

... a conçu pour vous des kits électroniques, à la portée des esprits logiques, mais ... sans connaissance particulière au départ.

NOTRE CATALOGUE contient **150 KITS,** allant du système d'alarme le moins cher, au goniomètre digital ultra-perfectionné, en passant par l'oscilloscope, l'émetteur à ondes courtes, ou la chaîne haute-fidélité. Ces kits y sont décrits dans le détail, et leurs caractéristiques développées au maximum.

Chaque Kit est livré avec un manuel d'assemblage très complet (dessins éclatés, description des circuits, montage pièce par pièce). Ce manuel, conçu selon une méthode « pas à pas » est écrit dans un langage simple, à la portée d'un non-professionnel. Si par hasard vous butiez, le service HEATHKIT-ASSISTANCE serait là, prêt à vous renseigner, même par téléphone.

Vous avez la possibilité de toucher, apprécier le matériel, compulser les manuels d'assemblage, poser toutes questions à un ami technicien, en vous rendant à l'un des ...

" CENTRES HEATHKIT "
et services
HEATHKIT-ASSISTANCE

PARIS (6e) 84 bd Saint-Michel
téléphone 326.18.91

LYON (3e) 204 rue Vendôme
téléphone (78) 62.03.13

Bon à découper, à adresser à :

FRANCE : Heathkit, 47 rue de la Colonie, 75013 PARIS, tél. 588.25.81

BELGIQUE : Heathkit, 16 av. du Globe, 11.90 BRUXELLES, tél. 344.27.32

☐ **Je désire recevoir le catalogue 1978**
Je joins 2 timbres à 1 franc pour participation aux frais.

E. A 12-78

Nom _____

Prénom _____

N° _____ Rue _____

Code postal _____ Ville _____

Le montage décrit dans cet article a pour but de familiariser le lecteur avec les UART (Universal Asynchrone Reception Transmission). Système qui reste encore dans un emploi purement professionnel. C'est un équipement asynchrone permettant la transmission d'informations entre deux points et qui utilise dans cet exemple, comme support de transmission, les infra-rouges.

Le système se compose d'un émetteur et d'un récepteur (voir **fig. 1**).

Transmission d'informations par infra-rouges

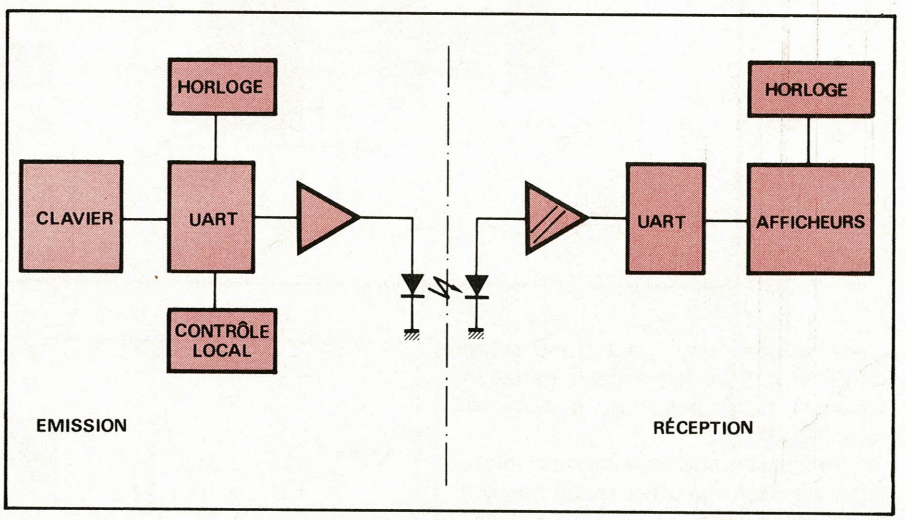


Fig. 1

Fonctionnement

La codification du clavier affiche, lorsque l'on commande une touche, son code sur U.A.R.T. en parallèle sur quatre fils. Celui-ci compose le message avec un bit de Start, deux bits de Stop. Ce message lors de la commande par DS, est envoyé en série sur la sortie SO. Cette sortie est reliée à une diode émettrice dans le spectre des infra-rouges, par l'intermédiaire d'un étage de puissance.

Les signaux infra-rouges émis par la diode viennent exciter un photo-transistor placé à une certaine distance, sont mis en forme par un transistor 2N 22 22, et un 7404 et attaquent l'entrée d'un U.A.R.T. sur le fil SI. Après contrôle de parité, l'U.A.R.T. rend le message en parallèle sur ces sorties RD 1 à RD 4. Celles-ci commandent un décodeur sept segments, et on obtient le code reçu affiché sur un Man 72.

Les U.A.R.T. d'émission et de réception ont leur horloge à la même fréquence. Un contrôle local est effectué à l'émission, en rebouclant la sortie SO sur son entrée SI **(voir fig. 2)**.

Transmissions

Avant d'entrer dans la description du montage, nous allons rappeler quelques notions fondamentales sur les télécommunications. Les informations véhiculées au moyen des télécommunications peuvent prendre deux formes fondamentales :

– une forme analogique, la plus cou-

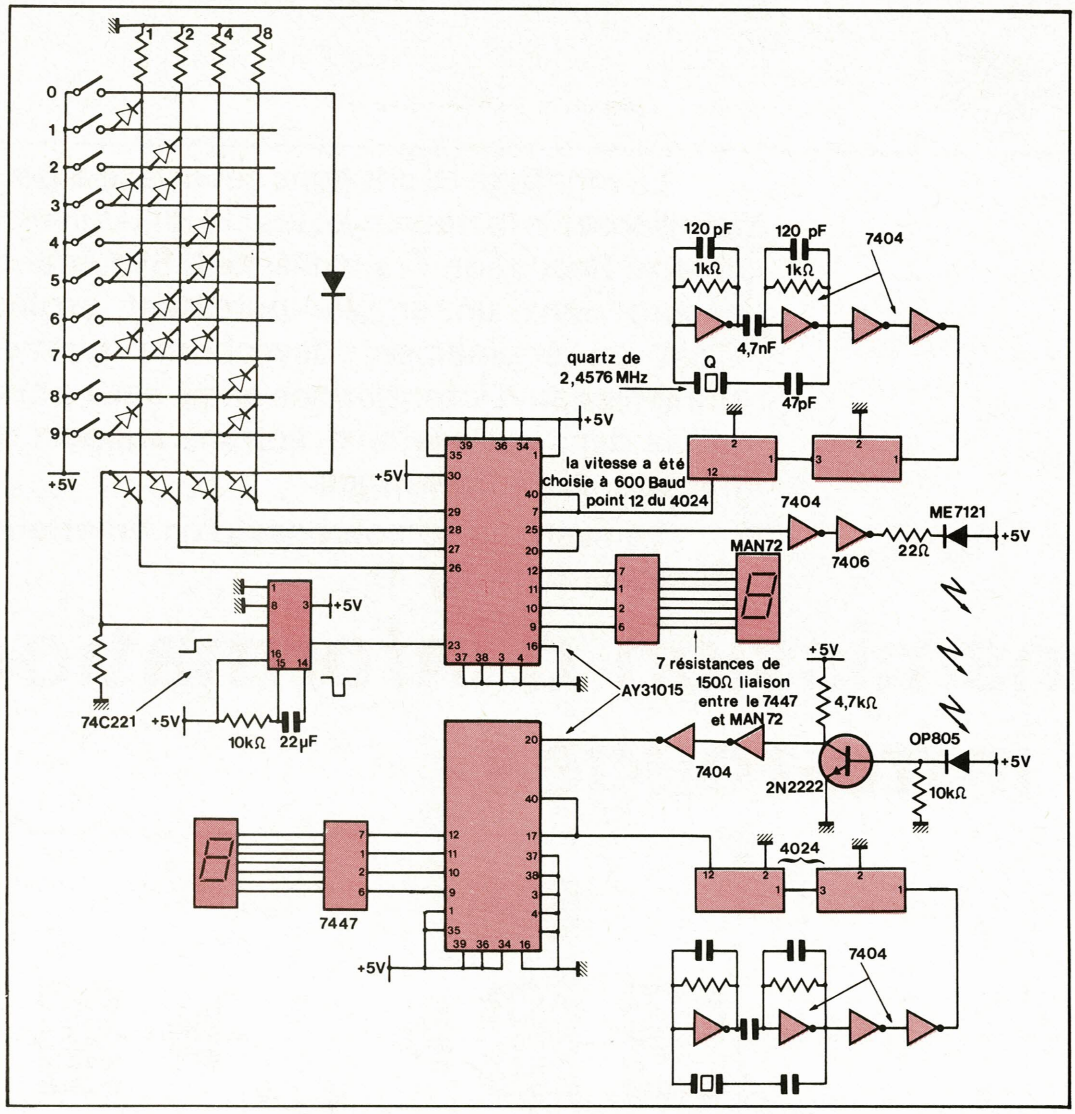


Fig. 2

rante actuellement, pour transmettre des informations telles que la parole et l'image. Représentation analogique **(voir fig. 3)** ;

– une forme numérique lorsque l'information ne peut prendre qu'un nombre limité de formes.

L'information de base est en effet le bit (binary-digit) qui ne peut prendre que les valeurs 0 ou 1.

Physiquement le bit peut être représenté par :

– Présence ou absence de trou dans une carte
– Présence ou absence de magnétisation
– Présence de courant, etc.

Modulation

Le problème du choix de la modulation peut se résumer ainsi :

– D'une part, on se propose de transmettre une information binaire en tenant compte d'un certain nombre de contraintes (code, débit binaire, etc.).
– D'autre part, on a le choix entre un certain nombre de milieu de transmission (lignes téléphoniques, ondes hertziennes, infrarouge, ultra-son...).

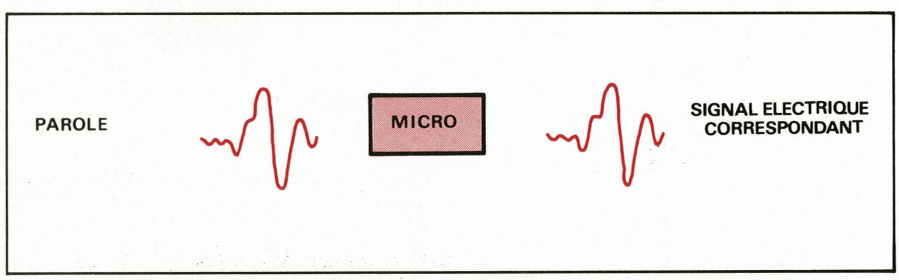


Fig. 3

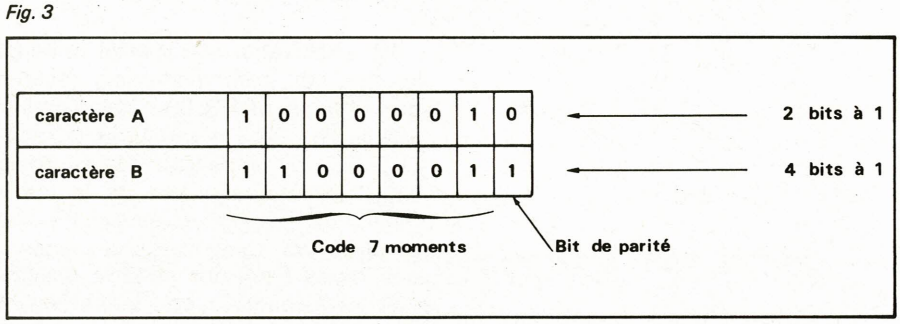


Fig. 5

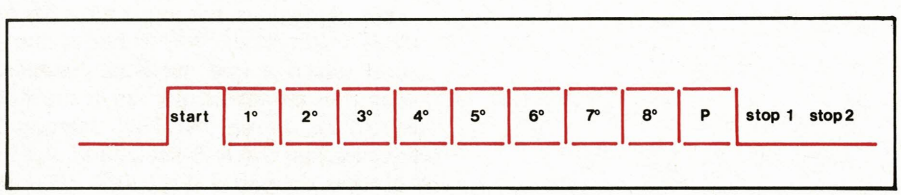


Fig. 6

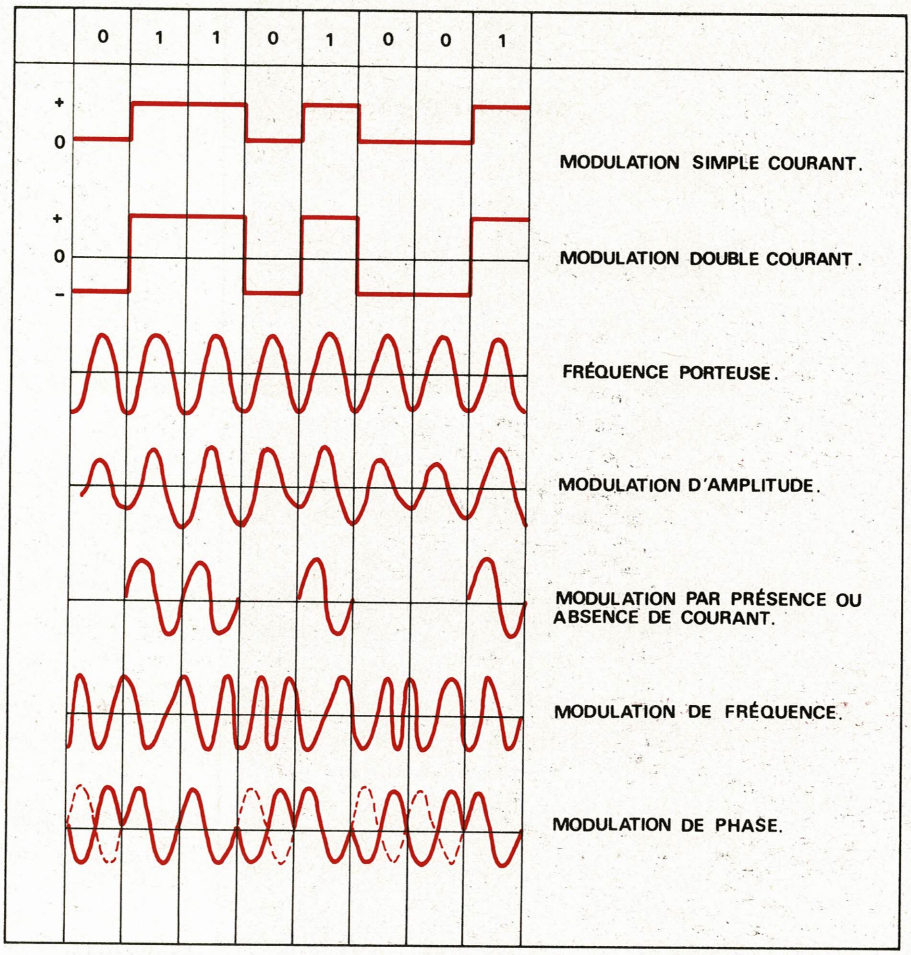


Fig. 4

Le problème est alors de trouver le meilleur signal adapté au milieu de transmission choisi et satisfaisant les contraintes précédentes.

Les principaux types de modulations sont illustrés dans le tableau de la **figure 4.**

Les codes

C'est l'ensemble des règles, lois, combinaisons permettant avec l'information de base (bit ou moment) de représenter des informations aussi complexes que l'on veut, n bits pouvant représenter 2^n symboles différents.

Principaux codes

- Code binaire
- Code hexadécimal
- N° 5 du C.C.I.T.T. (Comité Consultatif International Télégraphique Téléphonique)
- Code ISO N° 7 (International Standard Organisation)
- Code EBCDIC
- Code ASCII
- Code USASCII
- Code Hollerith
- Code ECMA, etc.

Vitesse télégraphique

Le Baud est la vitesse télégraphique correspondante au nombre de moments, bits, impulsions, transmis en une seconde.

Emission asynchrone

Mode de transmission permettant l'envoi de caractères à intervalles irréguliers et par conséquent nécessitant la synchronisation de l'émetteur et du récepteur pour chaque caractère. Les deux signaux de synchronisation sont le Start début de caractère, et le Stop fin de caractère.

Emission synchrone

Mode de transmission où les caractères se succèdent sans aucun intervalle entre eux (par bloc) et où la synchronisation entre émetteur et récepteur s'effectue par l'envoi à intervalles réguliers de caractères de synchronisation. On intercale dans le message toutes les secondes deux caractères SYN consécutifs.

Ce mode de transmission permet à la fois un débit plus rapide et un rendement optimum des voies de transmission.

Contrôle de parité

Il a pour but de détecter les erreurs de transmission ou d'enregistrement.

Technique de contrôle basée sur un comptage de bits d'information, le comptage peut être pair ou impair. Exemple dans le code ISO 7, le comptage des bits à « 1 » doit être pair **(voir fig. 5).** Il existe un contrôle longitudinal LRC et un contrôle vertical VRC.

U.A.R.T.

Type AY3-1015

L'universal asynchrone reception transmission est en LSI. Il accepte des caractères en binaire provenant d'un terminal ou d'un calculateur. Ces caractères peuvent être de 5 à 8 bits.

Principe de l'émission

Il prend des données de 5 à 8 bits en parallèle, fait le calcul de parité et envoie ces données encadrées d'un élément de Start, début de message et deux éléments de Stop, fin de message complété d'un bit de parité.

Configuration du message **(voir fig. 6)**

Principe de la réception

Il agit inversement à la réception du message-série. Il affiche en parallèle les 5 à 8 bits du code et donne un signal indiquant la validité de la parité.

Brochage du AY3-1015

On se référera également à **la figure 7.**

Broches	Symboles	Fonctions
1	VCC	* Alimentation + 5 V
2		* NC
3	GND	* Masse
4	$\overline{RDE}$	* Un « 0 » permet la réception des données sur les lignes de sortie
5 - 12		* Ce sont les 8 lignes de données de sortie. Le LSB apparaît sur le RD 1. Les sorties sont en tristate avec $\overline{RDE}$ à « 1 » on a une impédance infinie sur ces fils : possibilité de Bus
13	PE	* Passe à « 1 » si la parité du caractère reçu n'est pas en accord avec la sélection de parité
14	FE	* On a « 1 » lorsque le caractère reçu ne contient pas de bit valide de Stop
15	OR	* Passe a « 1 » si le caractère reçu n'est pas lu ; la ligne DAV n'est pas resette avant que le caractère présent soit transféré sur le registre de réception
16	$\overline{SWE}$	* Un « 0 » sur cette ligne place les bits de fonction sur la sortie
17	RCP	* Horloge qui doit être 16 fois supérieure à la vitesse de transmission désirée
18	$\overline{RDAV}$	* Un « 0 » resette la ligne DAV
19	DAV	* Passe à « 1 » lorsque le caractère reçu est transféré au registre de réception
20	SI	* Sortie du message série
21	XR	* Resset du registre il met à set SO - EOC et TBMT à 1
22	TBMT	* Indication Buffer vide passe a « 1 » logique lorsque les bits de données liés au registre doivent être chargés avec un autre caractère
23	DS	* Son passage à « 0 » donne l'envoi en ligne du message
24	EOC	* Passe à « 1 » lorsque le message est transmis
25	SO	* Sorties des données en séries
26 - 33	DB1 DB8	* 8 entrées de données. DB1 = LSB DB8 = MSB
34	CS	* « 1 » sur ce point fait passer les bits de contrôle (EPS, NB1, NB2, TSB, NP) dans le registre
35	NP	* A « 1 » on élimine la parité
36	TSB	* A 0 » on a un Stop * A « 1 » on a 2 Stop
37 - 38	NB2 NB1	* Sélection du nombre de caractères * NB2 NB1 * 0 0 5 * 0 1 6 * 1 0 7 * 1 1 8
39	EPS	* La commande sur le fil sélectionne le type de parité qui apparaît immédiatement après les bits de données, détermine la parité du message, choix de parité ou d'imparité : Un « 1 » donne la parité Un « 0 » donne l'imparité
40	TCP	* Entrée de l'horloge, 16 fois supérieure à la vitesse de transmission

Chronogramme

On peut le voir à la **figure 8.**

Principe de fonctionnement d'une transmission IR

Schéma de l'émetteur

Partie clavier (fig. 9)

Il est possible de travailler sur 8 bits, ce qui donne 256 combinaisons possibles de transmission. Le système réalisé ici ne compte que 4 bits qui sont codés à partir d'un clavier numérique, mais rien n'empêche le lecteur de câbler un clavier alpha numérique, suivant le code ASCII par exemple. Aucune modification n'est apportée au principe.

A la fermeture d'un contact du clavier, on positionne sur les fils ABCD par l'intermédiaire de la matrice à diode le code en BCD pur correspondant à la touche enfoncée. Ce code est transmis à l'U.A.R.T. sur les broches 26, 27, 28 et 29 avec le LSB en 26 et le MSB en 29.

Egalement à chaque fermeture d'un des contacts et cela à travers les diodes de commande, une tension positive sur l'entrée du monostable, celui-ci travaillant sur un front montant, délivre un créneau négatif de temps « T » correspondant au signal DS, qui a pour but de commander l'envoi des informations reçues sur les bornes DB 1 à DB 4 à son fil de transmission SO.

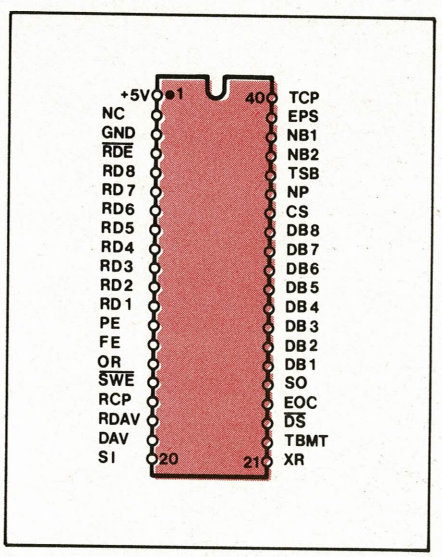


Fig. 7

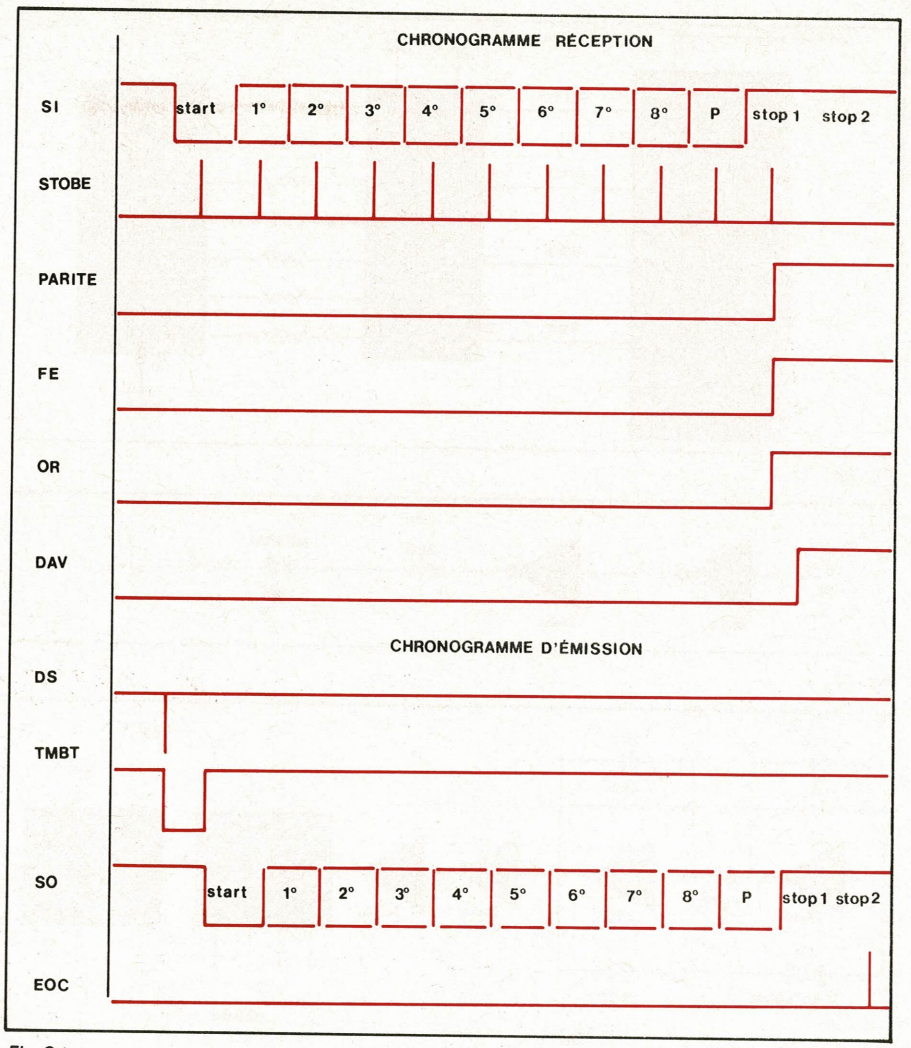


Fig. 8

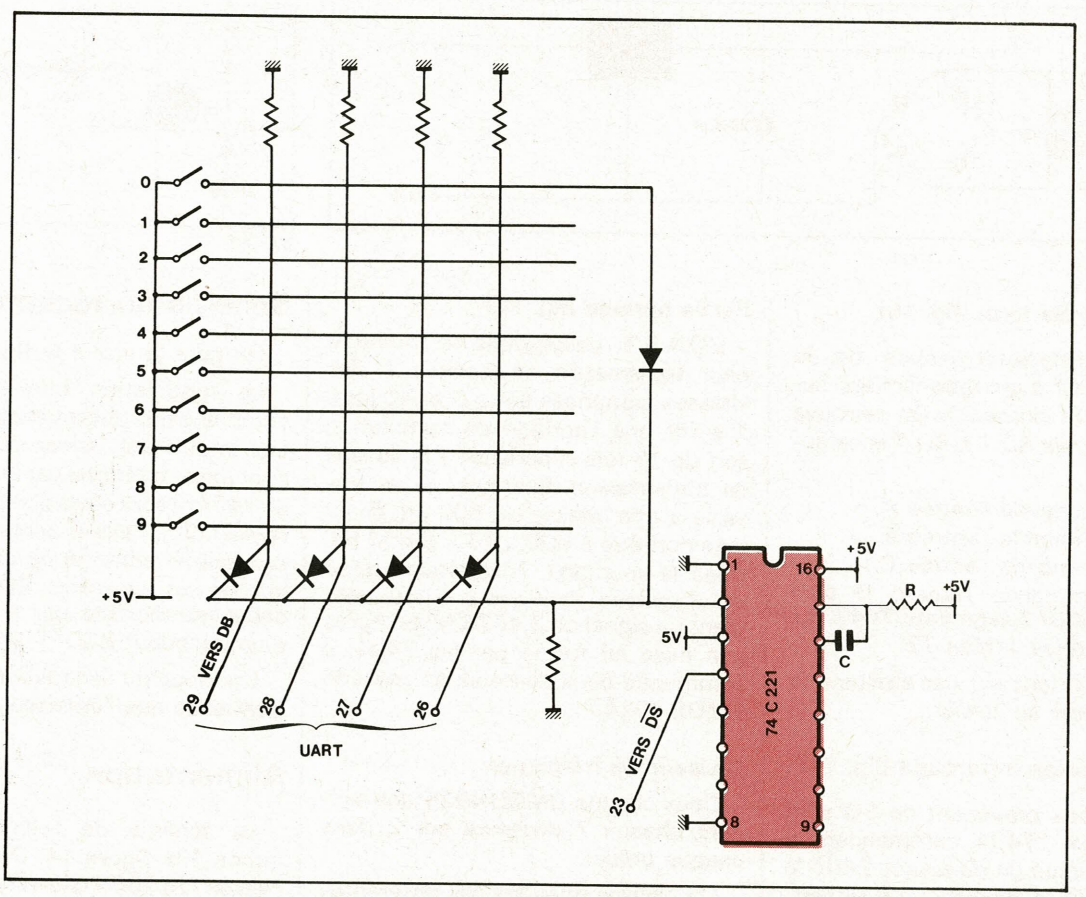


Fig. 9

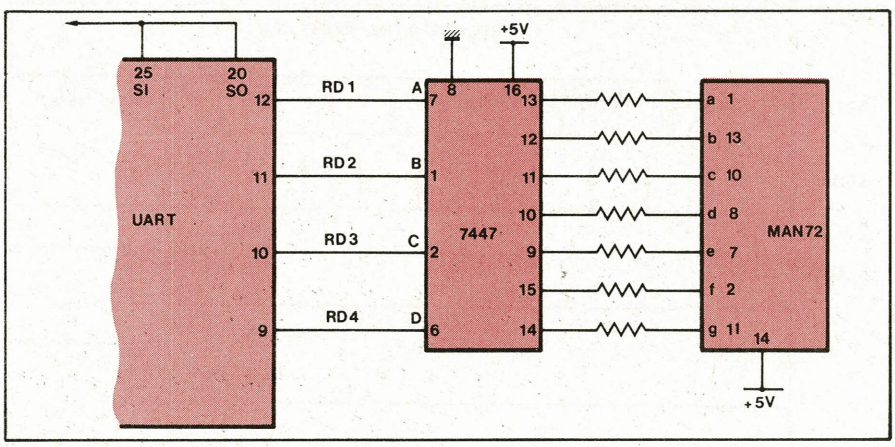


Fig. 10

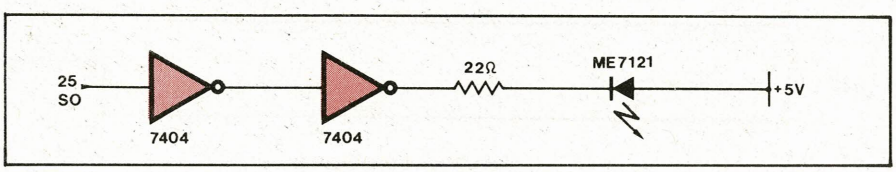


Fig. 11

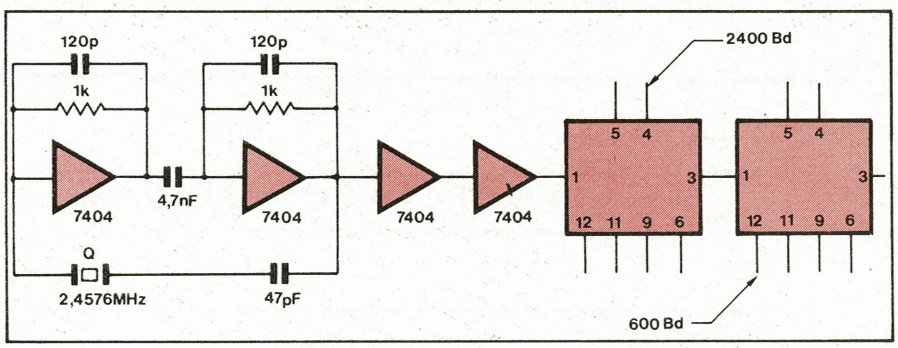


Fig. 12

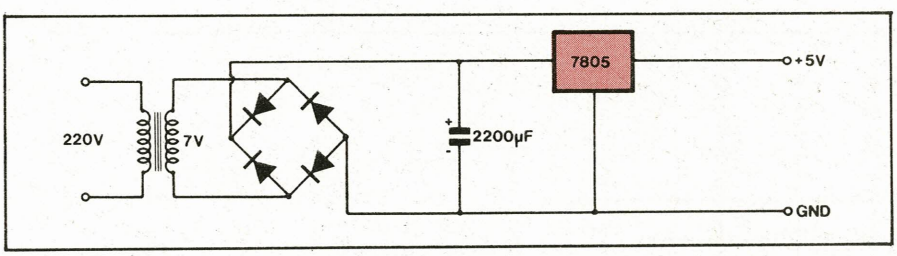


Fig. 14

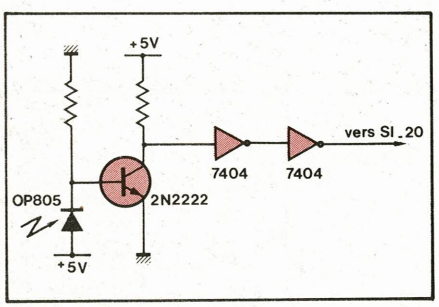


Fig. 13

Partie contrôle local (fig. 10)

Les informations issues de la borne 25 (SO) sont retransmises sur son entrée SI borne 20. On retrouve donc sur les fils RD 1 à RD 4 le caractère émis :

- RD 1 commande l'entrée A,
- RD 2 commande l'entrée B,
- RD 3 commande l'entrée C,
- RD 4 commande l'entrée D d'un décodeur BCD/7 segments 7447 qui a son tour drive 1 Man 72.

Il apparaît donc sur cet afficheur le caractère tapé au clavier.

Partie émission infrarouge (fig. 11)

Les signaux provenant de SO sont inversés par 17404 commandent à travers le circuit de puissance 7406 la diode ME 7121 émettrice de signaux infrarouge.

Partie horloge (fig. 12)

L'U.A.R.T. utilisé dans ce montage peut transmettre et recevoir à des vitesses comprises entre 0 et 40 kBd. Il suffit que l'horloge de commande soit de 16 fois supérieure à la vitesse de transmission. Exemple : si on travaille à une vitesse de 600 Bd, l'horloge doit être à 600 x 16 = 9 600 Hz. Dans le montage, l'oscillateur utilisé est d'un type classique à quartz délivrant un signal de 2,4576 MHz. Après une mise en forme par les 7404, il commande deux diviseurs en cascade CMOS 4024.

Diviseur de fréquence

Deux circuits CMOS 4024 contiennent chacun 7 diviseurs par 2 dans chaque boîtier.

On obtient donc sur les différentes sorties :

Schéma du récepteur

On peut le voir à la **figure 13.**

La modulation infra-rouge vient commander le phototransistor OP805. Les impulsions issues de son anode sont mises en forme par un 2N2222 et un 7404 et sont transmises à l'entrée de l'UART(20). Celui-ci après une mise en parallèle et contrôle de parité, affiche le code sur ses sorties RD1 à RD4. Ce code est visualisé par l'intermédiaire d'un décodeur BCD/7 segments.

L'horloge du décodeur est de même fréquence que l'émetteur.

Alimentation

Le schéma de l'alimentation est donné à la **figure 14.** On utilise pour cela un LM 7805 délivrant une tension régulée de 5 V.

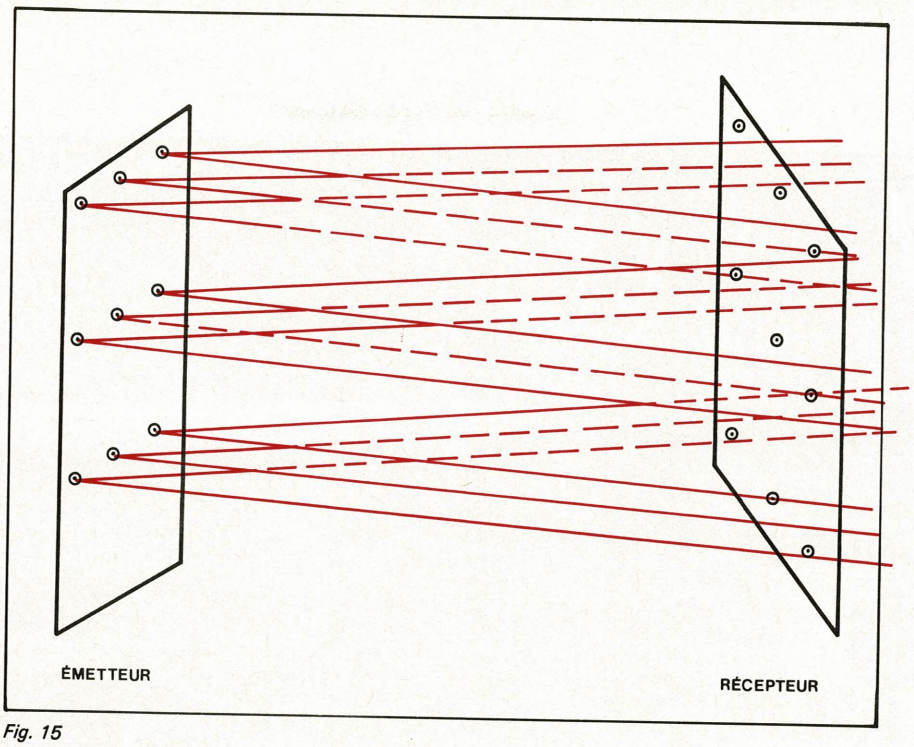


Fig. 15

	Broches	f Horloge	Vitesse télégraphique
1er 4024	1	2 457 600 Hz	153 600 Bd
	12	1 228 800	76 800
	11	614 400	38 400
	9	307 200	19 200
	6	153 600	9 600
	5	76 800	4 800
	4	38 400	2 400
	3	19 200	1 200
2e 4024	1	19 200	1 200
	12	9 600	600
	11	4 800	300
	9	2 400	150
	6	1 200	75

Le montage ayant une faible consommation les essais ont été effectués avec une alimentation autonome (batteries de 5 V) pour le récepteur.

Réalisation pratique

Après avoir vérifié que les deux horloges sont à la même fréquence on aligne l'émetteur et le récepteur. Le caractère tapé au clavier doit se retrouver sur l'afficheur du récepteur. Une liaison de 2 m a été établie sans optique.

Pour une transmission moins rigide au point de vue alignement il faut utiliser en parallèle plusieurs diodes émettrices et plusieurs phototransistors répartis sur une certaine surface. **(fig. 15).**

Applications

Nombreuses sont les applications des infra-rouges. Dans le cas des transmissions indiquons les suivantes :

– transmission d'ordres simples comme par exemple « marche-arrêt ».

– télécommande d'installation électrique : éclairage, moteur de commande d'un dispositif comme par exemple : déroulement et enroulement d'un écran de projection (cinéma, TV) ou d'un store ou de rideaux, etc...

– dimmers (réglage de l'éclairage) ;

– télécommande de jouets, d'installations Hifi, TV ;

– commande d'un dispositif inaccessible ou dangereux ;

– alarmes : antivols, anti-incendie, anti-gaz, etc... ;

– transmission dans les deux sens ou même dans plusieurs directions à l'aide de canaux identiques où différents ;

– modèles réduits ;

– ouverture des portes, portails, etc...

R. Charles

une mesure d'avance

FLUKE®

vous rend le choix
8 fois plus facile

des multimètres
toujours aussi fiables

des portables, aux meilleures performances ...

	3 1/2 Digits	4 1/2 Digits	5 1/2 Digits
	8020A – 8010A* – 8012A* 8030A*	8040A* – 8600A	8800A – 8810A*
Fonction V =	200 mV à 1 100 V de 0.25 à 0,1 %	200 mV à 1100 V de 0,05 % à 0,02 %	200 mV à 1200 V 0,005 %
Fonction V ~	200 mV à 750 V RMS* ou Moy. 45 Hz à 50 kHz	200 mV à 1200 V RMS* ou Moy. 45 Hz à 100 kHz	2 V à 1200 V RMS* ou Moy. 45 Hz à 100 kHz
Fonctions A = A ~	200 μA à 2 et 10A RMS* ou Moy.	200 μA à 2A RMS* ou Moy.	
Fonction Ω	2 Ω à 20 MΩ (8012A)	200 Ω à 20 MΩ	200 Ω à 20 MΩ
Fonction conductance S = 1/Ω	200 nS à 2 mS		
Batteries rechargeables	8010A – 8012A – 8030A	8040A – 8600A	
Sortie BCD		8600A – 02	8800A – 8810A – 02
Large gamme d'accessoires pour tous les modèles			

... et aux meilleurs prix : un 2000 pts Fluke à 990 F h.t.*

*Prix Nov. 78

Z.A.C. de Buc - B.P. 31 - 78530 BUC - Tél.: 956.81.31 - Télex 695.414

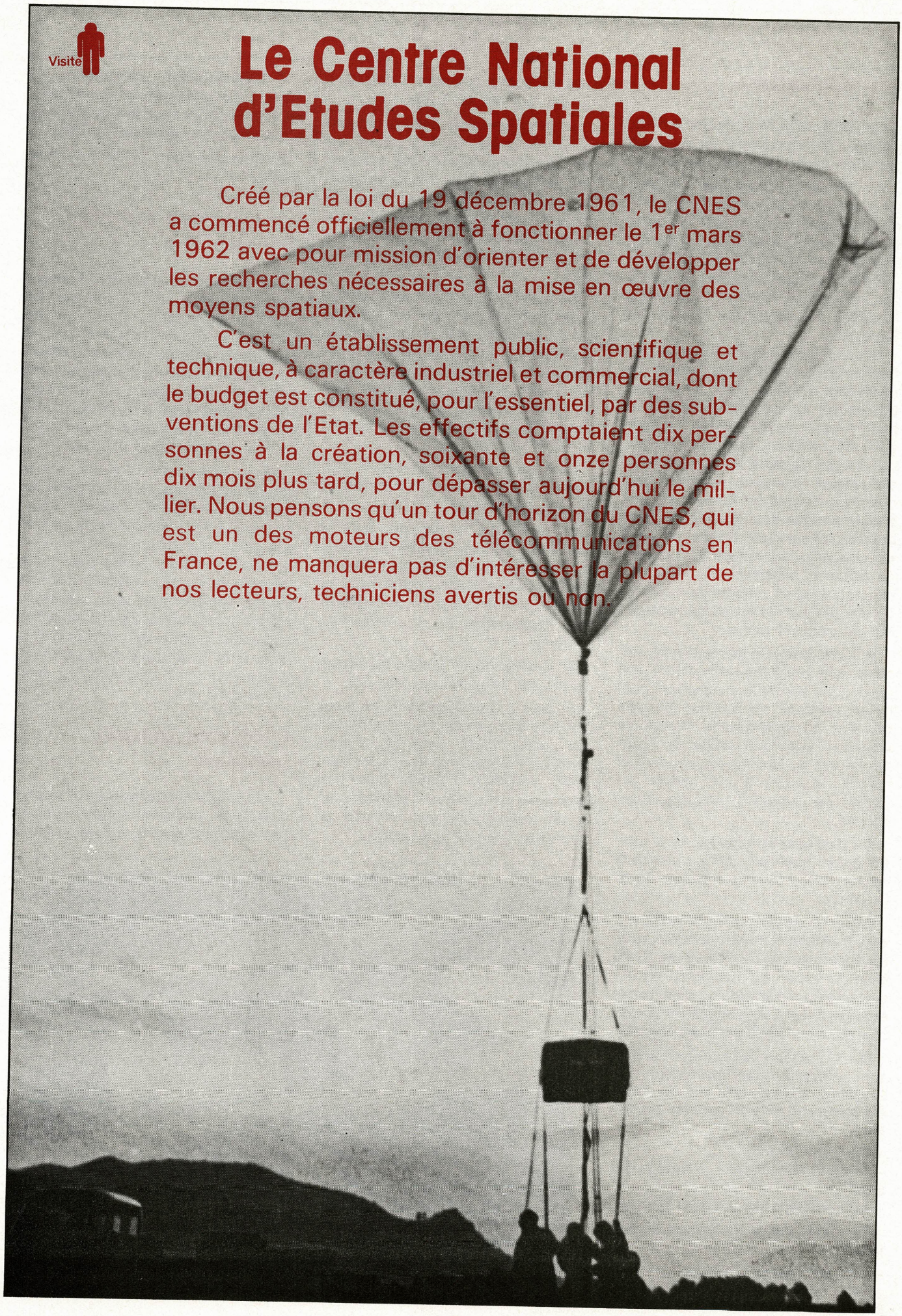
CB bipépub 599

Visite

Le Centre National d'Etudes Spatiales

Créé par la loi du 19 décembre 1961, le CNES a commencé officiellement à fonctionner le 1er mars 1962 avec pour mission d'orienter et de développer les recherches nécessaires à la mise en œuvre des moyens spatiaux.

C'est un établissement public, scientifique et technique, à caractère industriel et commercial, dont le budget est constitué, pour l'essentiel, par des subventions de l'Etat. Les effectifs comptaient dix personnes à la création, soixante et onze personnes dix mois plus tard, pour dépasser aujourd'hui le millier. Nous pensons qu'un tour d'horizon du CNES, qui est un des moteurs des télécommunications en France, ne manquera pas d'intéresser la plupart de nos lecteurs, techniciens avertis ou non.



Les installations

Le CNES, dont le siège est à Paris, dispose d'importantes installations que nous allons analyser maintenant.

A – Un centre technique constitué de bureaux, de laboratoires, d'équipements spécialisés, d'un centre de calcul et de moyens d'essais. Ce centre est situé à Toulouse. Il a été créé en février 1968 et regroupe désormais la totalité des activités qui étaient dans le passé installées à Brétigny (en dehors des lanceurs).

Des fonctions de conception, autrefois assurées par le siège, lui ont été également confiées. Il est, en particulier, équipé de moyens d'essais d'un haut niveau technologique : excitateurs de vibrations, pendules, balances, étuves, caissons et, surtout, deux simulateurs d'environnement spatial dont l'un, unique en Europe, permet d'expérimenter des véhicules de très grandes dimensions (corps principal contenu dans une sphère de 3 mètres de diamètre ; encombrement hors tout contenu dans un cylindre de 6 mètres de diamètre et 7 mètres de hauteur ; masse jusqu'à 1 tonne).

B – Une direction des lanceurs, installée dans la ville nouvelle d'Evry, qui, après avoir assuré la conception, et le développement du lanceur français Diamant, a désormais la charge de conduire l'important projet de développement du lanceur Ariane, dont la maîtrise d'œuvre a été confiée au CNES, par l'Agence Spatiale Européenne.

C – Une base de lancement : le centre spatial guyanais, qui est installé à Kourou (département français de la Guyane).

Entré en service en avril 1968, il a assuré 280 lancements, parmi lesquels les lancements de neuf satellites. Seule base de lancement française, elle est également utilisée par des organismes étrangers, du fait de l'intérêt particulier que présente sa position équatoriale.

D – Un réseau de stations (télémesure, télécommande, localisation des satellites), opérationnel depuis 1966 qui comprend les trois stations suivantes :

- Toulouse (France)
- Prétoria (République d'Afrique du Sud)
- Kourou (Département de la Guyane).

E – Trois bases de lâchers de ballons :

- Aire sur l'Adour (Landes)
- Gap-Tallard (Hautes-Alpes), surtout l'été (centre annexe)
- Centre spatial guyanais (soit à Kourou, soit aux îles du Salut).

Les lancements de ballons ont lieu au rythme moyen de 100 par an, au profit de laboratoires français et étrangers. Rappelons que, depuis sa création, le CNES a placé 15 satellites sur orbite terrestre, dont 9 à l'aide de fusées américaines (Scout et Thor. Delta) et 2 à l'aide de fusées soviétiques.

Par ailleurs, 32 expériences scientifiques françaises ont été embarquées sur 21 satellites, cabines ou sondes planétaires étrangères (9 engins américains dont la cabine Apollo et la station Skylab, 8 engins soviétiques, dont les sondes lunaires Lunokhod et martiennes Mars, et 4 satellites européens du CERS-ESRO).

Dans les prochaines années, la mission du CNES tendra à se fixer autour de cinq grands axes :

1) Fourniture du support, pour la réalisation d'engins spatiaux et fourniture d'aides aux utilisateurs, pour la mise en œuvre de ces engins, dans les domaines de la recherche scientifique, des applications et de l'utilisation d'Ariane.

2) Réalisation de projets ou parties de projets, selon les opportunités.

3) Mise à la disposition de l'Agence Spatiale Européenne de compétences (en particuliculier, dans un premier temps, en liaison avec les projets Spacelab, satellites d'Ariane, puis, plus tard, avec les satellites d'applications), et de moyens (d'essais, stations de poursuite, base de lancement)...

4) Diversification, notamment en matière d'énergie solaire où une coopération étroite s'engage avec d'autres organismes, en particulier le CNRS.

5) Développement du lanceur lourd Ariane.

La recherche spatiale... Pourquoi ?

Les sociétés industrielles évoluent très rapidement, sous la pression du progrès technique. Dans un tel contexte, la recherche spatiale est et sera, de plus en plus, un élément déterminant, par les moyens qu'elle apporte à l'homme, d'une part, pour la recherche fondamentale, d'autre part pour l'intensification des échanges et, enfin, pour la gestion de sa planète.

Ainsi, elle permettra de mieux connaître l'univers, de comprendre les relations Terre-Soleil-Lune, qui conditionnent la vie, et peut-être de réaliser son vieux rêve d'explication scientifique de l'origine du monde. Elle rendra possible, grâce aux satellites d'observation, l'amélioration des prévisions météo, la prévention des catastrophes naturelles, la détection des richesses de la terre, le contrôle de la pollution, la régulation de la circulation aérienne et maritime, etc.

L'industrie spatiale française

Les activités spatiales sont à l'origine d'activités industrielles dont l'importance ira en croissant, avec le dévelop-

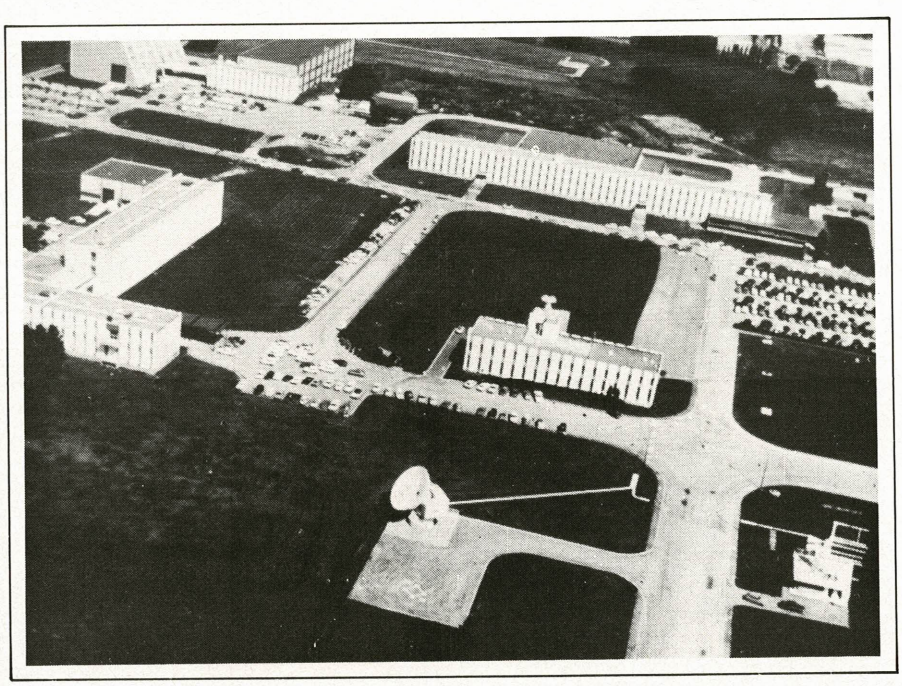


Photo 1

pement des applications. Elles apparaissent comme un élément fondamental de l'évolution technico-économique de la société, comparable dans son importance potentielle à l'apparition de l'énergie nucléaire, analogue dans ses conséquences au bouleversement que les ordinateurs apportent dans le domaine du traitement de l'information.

Créer en France une capacité industrielle de haut niveau dans le domaine des techniques spatiales, et qui soit compétitive sur le plan international, a été l'une des missions que le CNES a rempli au cours de la dernière décennie. Actuellement, le secteur spatial français emploie environ 7 000 personnes, dont 3 200 pour la seule industrie. Afin de mieux faire connaître leurs moyens et leurs produits, le CNES et 41 sociétés ou organismes français ayant des activités dans le secteur spatial, ont créé un groupement d'intérêt économique appelé Prospace. Ce groupement a pour tâche essentielle d'informer les professionnels de l'espace sur les produits spatiaux commercialisés par ses adhérents. Nous en citerons quelques-unes, au hasard : Aérospatiale – Air Equipement – BBT – CIT Alcatel – Creusot Loire – Latécoère – Sagem – Sfena – Sodern – Soptel – Steel – Zodiac Espace, etc.

La politique spatiale française

La politique spatiale française, tournée vers l'utilisation pacifique de l'espace, poursuit trois objectifs prioritaires.

– L'élaboration d'une activité spatiale dans le cadre de l'Agence Spatiale Européenne, créée assez récemment, et qui regroupe 10 états.

– La mise en œuvre de programmes d'applications débouchant sur des utilisations opérationnelles (télécommunications – météo – télédétection des ressources terrestres), tant dans le cadre de cette agence, qu'en coopération bilatérale ou au plan national.

– Le développement du lanceur Ariane, qui dotera l'Europe d'une véritable autonomie spatiale et qui permettra la mise sur orbite des satellites d'application.

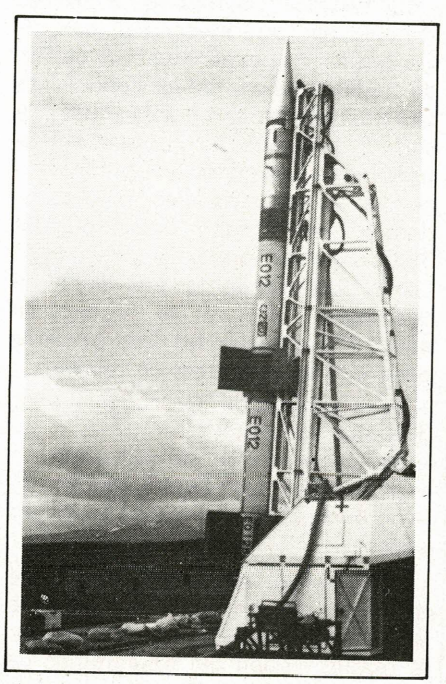


Photo 2

Les télécommunications spatiales

Le développement des techniques spatiales et leur mise au service de l'homme ont été extrêmement rapides, mais c'est peut-être pour les « Télécom. » que cette rapidité est la plus manifeste. Quelques dates sont révélatrices à cet égard :

– **1957** : lancement du premier satellite artificiel de la Terre.

– **1962** : mise sur orbite du premier satellite de communications (souvenez-vous : Telstar), grâce auquel furent effectuées les premières transmissions télévisées au-dessus de l'Atlantique.

– **1964** : première satellisation réussie d'un engin, Syncom-3, sur une orbite géostationnaire, et création de l'Organisation Internationale de Télécommunications par Satellites, dénommée Intelsat.

– **1965** : lancement d'Early-Bird, le premier satellite exploité commercialement sur l'Atlantique.

– **1967** : mise en place du premier réseau national de télécommunications par l'URSS, le réseau Orbita.

– **1969** : entrée en service du premier réseau commercial mondial dans le cadre d'Intelsat.

– **1973** : mise en place d'un réseau national au Canada.

– **1974** : entrée en service de plusieurs réseaux nationaux aux Etats-Unis ; lancement du premier satellite européen de télécommunications Symphonie, réalisé en coopération franco-allemande.

– **1975** : décision de l'Indonésie et du Brésil de se doter de réseaux nationaux.

Le développement des télécommunications est l'une des caractéristiques fondamentales de la société moderne. Portant à la fois, sur le volume des informations transportées, sur la vitesse des communications et sur les distances couvertes, ce développement conditionne de nombreux aspects de la vie du monde contemporain, comme, par exemple, les transports intercontinentaux, les agences d'information, la communication scientifique ou les communications industrielles et commerciales des consortia internationaux.

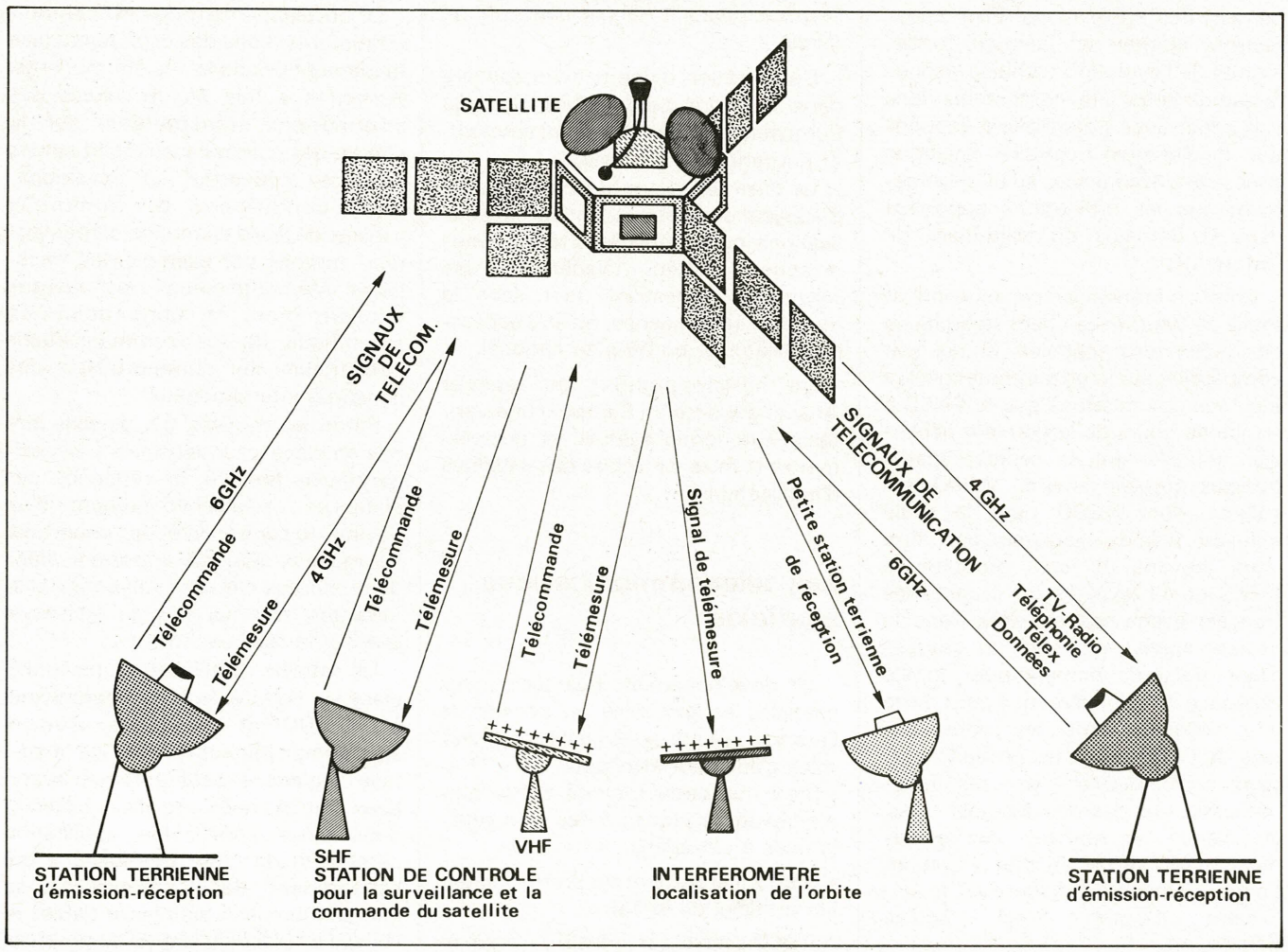
Parmi les moyens qui doivent être mis en place pour satisfaire à ces exigences de rapidité, de réduction des distances et d'acheminement d'un volume de communications important, les moyens spatiaux apportent, dans de nombreux cas, des solutions satisfaisantes, tant sur le plan technique que sur le plan économique.

Un satellite de télécommunications, placé sur l'orbite de géosynchronisme, à 36 000 km d'altitude « voit » approximativement un tiers de la surface de globe, et peut mettre en liaison deux stations quelconques se trouvant dans cette zone. Une application immédiate de cette possibilité a été l'avènement des communications intercontinentales simples et fiables et la mise en place du réseau commercial mondial Intelsat.

Sur le plan de la capacité de transmission, les satellites offrent, dans l'état actuel de la technologie, des possibilités bien supérieures aux moyens classiques de liaisons intercontinentales (câbles sous-marins). D'ores et déjà, un satellite Intelsat IV A, permet de relayer 20 canaux de télévision ou encore 6 250 communications téléphoniques. Bien souvent, les satellites constituent le seul moyen d'assurer certains services tels que la mondovision, qui exige des liaisons télévisées par-dessus les océans. Qui n'a pas en mémoire les formidables images en direct depuis la Lune ?... Pour les pays en voie de développement, qui ne possèdent pas encore de réseau au sol, et pour lesquels se posent des problèmes de relief et de climat rendant difficile l'implantation de tels réseaux, les systèmes spatiaux sont certainement les plus intéressants, du point de vue économique.

Les télécommunications spatiales peuvent être classées en trois grandes catégories :

– les télécommunications fixes ;
– les télécommunications des services mobiles ;
– la diffusion directe de la télévision.



En premier lieu, **les télécommunications fixes** permettent à l'échelle planétaire, régionale ou nationale d'établir des liaisons de téléphonie, de télégraphie, de télévision ou de radiodiffusion entre de grandes stations terriennes, grâce au relais de satellites géostationnaires. Le réseau commercial international Intelsat, auquel participent plus de 90 pays, en est un exemple. Le système « Symphonie », premier système européen de télécommunications spatiale, réalisé en coopération entre la France et l'Allemagne se range également dans cette catégorie. Dans ce domaine également, l'Agence Spatiale Européenne, réalise actuellement un satellite de télécommunications O.T.S., qui sera suivi dans les années 1980 par le satellite opérationnel E.C.S.

En second lieu, **les télécommunications des services mobiles,** sont destinées à établir des liaisons entre les navires ou les avions et la Terre. Elles permettront d'améliorer les liaisons actuelles, souvent de mauvaise qualité et nécessitant des temps d'attente importants. Elles contribueront, également, au contrôle et à la régulation des trafics aériens et maritimes, dont le développement sans cesse croissant, pose des problèmes de sécurité. Marisat, premier satellite de télécommunications maritimes a été lancé par les Américains le 19 février 1976. Le satellite Marots, réalisé par l'A.S.E. sera le premier satellite européen du service mobile maritime.

En troisième lieu enfin, **la diffusion directe de télévision,** qui n'est encore qu'à l'état de projet, permettra la diffusion directe, vers les habitations particulières, de programmes à but éducatif, de loisirs ou culturels. Elle ne requerra aucune infrastructure au sol, autre que les antennes de réception des signaux TV et pourra être largement utilisée comme moyen d'éducation audio-visuel dans des régions retirées, ou des pays insuffisamment équipés. Elle fera, en revanche, appel à des satellites de grandes dimensions, tels ceux que pourra lancer la fusée Ariane.

Par le biais de la Mondovision et des liaisons téléphoniques (actuellement 1/4 du trafic entre l'Europe et l'Amérique du nord est assuré par Intelsat), les télécommunications spatiales sont déjà entrées dans notre vie quotidienne. Par leur développement sans cesse croissant, elles contribueront à la diffusion des connaissances et aux échanges entre les peuples et joueront un rôle essentiel dans l'évolution des sociétés industrielles.

Le satellite « Symphonie »

Le système « Symphonie » permet d'établir, par l'intermédiaire d'un satellite, des liaisons expérimentales de TV, de radiodiffusion, de téléphonie et télégraphie entre des points situés à la surface de la terre. Il comprend essentiellement un ensemble de stations terriennes et deux satellites, placés au-dessus de l'Océan Atlantique, à 36 000 km sur l'orbite de géosynchronisme. Le premier a été lancé en décembre 1974, et le second en août 1975. Chacun des deux satellites pèse 230 kg et permet de relayer :

- deux canaux de TV couleur, avec 3 canaux son chacun ;
- ou 48 canaux de radiodiffusion ;
- ou 1 200 voies téléphoniques ;
- ou encore une combinaison de ces services.

A Toulouse, au centre spatial, une antenne démontable de près de 9 mètres de diamètre est utilisée pour la retransmission de programmes de TV éducative par « Symphonie ».

Celui-ci peut capter une émission en provenance de tout endroit de la terre, visible de son point de stationnement en orbite, pour la retransmettre vers l'une des deux zones de couverture de ses antennes. Les deux satellites Symphonie ont permis, depuis leur mise en orbite d'établir de nombreuses liaisons de télécommunications (citons, par exemple, le lancement de Soyouz 19 le 15 juillet 1975, et le voyage du président de la République française en URSS du 14 au 18 octobre 1975).

Les utilisations de « Symphonie » font l'objet d'une importante coopération avec de nombreux pays, parmi lesquels on peut citer les pays de l'Afrique francophone, pour la TV éducative, l'Inde pour des expérimentations techniques, le Canada et l'URSS pour des émissions TV. L'ONU utilise également « Symphonie » pour des liaisons de secours en zones sinistrées.

L'espace et la recherche fondamentale

La possibilité d'envoyer dans l'espace des appareils de mesures scientifiques a suscité un très grand enthousiasme parmi les chercheurs, en France comme partout ailleurs. On peut dire que la recherche fondamentale, en dehors du domaine très spécialisé des applications militaires, a constitué la première clientèle des moyens spatiaux.

– L'apport fondamental des techniques spatiales à **l'astronomie** a été de permettre aux astronomes de placer leurs instruments d'observation au-dessus de l'atmosphère terrestre, et d'avoir ainsi la possibilité d'étudier des rayonnements en provenance de l'Univers, riches d'informations et jusqu'alors inaccessibles (rayonnements gamma, X, ultraviolet, infrarouge).

Les recherches entreprises dans ce domaine par la communauté scientifique mondiale, et auxquelles les chercheurs français ont largement participé, ont fait évoluer considérablement notre compréhension de la formation, de l'évolution et de la composition des étoiles, de la matière interstellaire et des galaxies qui constituent l'Univers.

– **La géophysique externe,** science qui s'intéresse à la très haute atmosphère terrestre, au-dessus des couches qui sont le siège des phénomènes atmosphériques a, elle aussi, largement utilisé les moyens spatiaux. De nombreuses mesures effectuées dans le milieu même (mesure in situ) ont permis d'obtenir d'importantes informations sur la composition et la température de la haute atmosphère neutre, sur l'ionosphère et la magnétosphère.

– **La météorologie** a su, de son côté, tirer parti de l'exceptionnelle plateforme d'observations de notre planète que constitue un satellite artificiel.

L'observation permanente et globale de la terre par les satellites de météorologie, conjuguée avec les travaux mathématiques théoriques, a donné à cette science une nouvelle dimension qui laisse entrevoir des progrès considérables dans la connaissance des phénomènes atmosphériques et, partant, de la précision du temps.

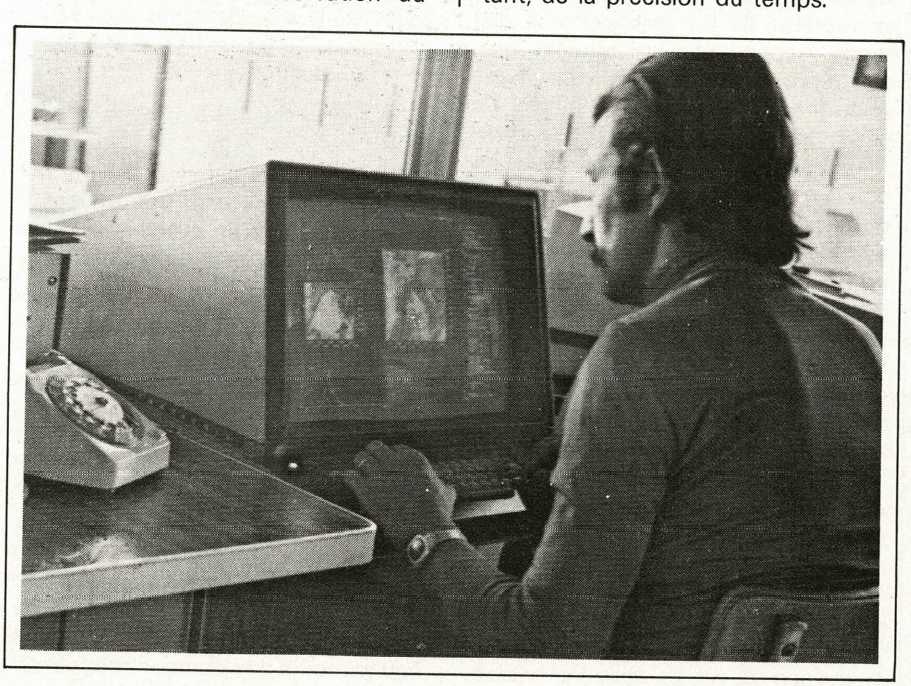


Photo 3

– **La géodésie,** science qui se consacre à l'étude de la forme de la terre, de son champ d'attraction et de ses mouvements (tels que la rotation autour de l'axe des pôles, les marées terrestres, etc.), a également fait d'énormes progrès, grâce aux techniques de localisation précise par satellites, et à la détermination fine des orbites.

– Enfin, **la biologie spatiale,** développée dans un premier temps pour des raisons purement pratiques, liées à la préparation des vols habités, s'est orientée vers l'étude de l'influence de l'environnement, et, notamment de l'impesanteur, et du rayonnement cosmique sur les organismes vivants. Ces études, entreprises au niveau moléculaire, infracellulaire, cellulaire ou organique doivent conduire à une meilleure connaissance de la biosphère terrestre et contribuer à déterminer l'origine des rythmes cicardiens (rythmes biologiques liés à l'alternance des jours et des nuits), qui affectent de nombreux processus vitaux. Elles permettront également d'assurer la survie de l'homme dans l'espace, d'estimer les dangers de vols spatiaux à longue durée, d'améliorer certaines techniques pour la préparation de médicaments (techniques séparatives, électrophorèse) ou pour la clinique humaine (véhicules pour infirmes, salles d'opération stériles, traitement des images par ordinateurs, etc.).

Depuis sa création, le CNES s'est efforcé d'encourager et d'aider les laboratoires français qui désiraient utiliser les techniques spatiales. Ces laboratoires ont largement contribué à l'accroissement des connaissances de ces deux dernières décennies. Ils ont su, par des expériences originales, placées sur des satellites, fusées-sondes, ballons français ou étrangers, se hisser au niveau des meilleures équipes étrangères et conquérir une compétence unanimement reconnue, qui permet à la France de continuer à jouer un rôle de premier plan dans le développement des connaissances et de la pensée humaine.

Sans vouloir se substituer aux organismes qui ont pour vocation de conduire la recherche (universités et CNRS notamment), le CNES s'est attaché, dès l'origine à nouer des liens très étroits avec eux et leurs laboratoires, de manière à constituer en France, une communauté scientifique puissante, bien dotée en homme et en matériel et, par là même, capable de réaliser des expériences spatiales et d'obtenir des résultats scientifiques significatifs sur le plan national.

La mise en œuvre de techniques spatiales demande des investisse-

ments onéreux et un personnel relativement spécialisé. C'est pourquoi le CNES a pratiqué une politique de concentration systématique des moyens dans un certain nombre de laboratoires dits « sélectionnés » auxquels d'autres laboratoires peuvent s'associer pour l'exécution d'expériences spécifiques.

Ces laboratoires sont au nombre de onze :

- le laboratoire d'Astronomie Spatiale (CNRS) à Marseille,
- le centre d'études spatiales des rayonnements, à Toulouse,
- le laboratoire de Géophysique externe, à St-Maur-les-Fossés,
- le centre de recherches en physique de l'environnement terrestre et planétaire (CNRS-CNET) à Orléans et Issy-les-Moulineaux,
- le service d'Aéronomie (CNRS) à Verrières-le-Buisson,
- le groupe d'Astronomie spatiale de l'Observatoire de Paris à Meudon,
- le service d'Electronique physique du CEA, à Saclay,
- le laboratoire de Météorologie dynamique (CNRS) à Palaiseau,
- le groupe de recherches de géodésie spatiale, à Grasse et à Toulouse.

Le programme européen Spacelab

Intermédiaire entre l'atelier Skylab et les futures stations orbitales, le Spacelab offrira à la communauté scientifique, à partir de 1980, un moyen unique pour réaliser, dans l'espace des expériences d'astronomie, de géophysique, de biologie, d'observation de la terre, de traitement des matériaux et de technologie spatiale.

Le spacelab, développé par l'ASE, dans le cadre du programme « navette spatiale » de la NASA, permettra à l'Europe d'accéder aux vols habités, jusqu'alors réservés aux Etats-Unis et à l'Union Soviétique, rendra la recherche spatiale directement accessible aux utilisateurs, scientifiques et ingénieurs, sans nécessiter l'entraînement spécial auquel étaient soumis jusqu'ici les astronautes. Il sera également le premier véhicule spatial réutilisable, après retour sur la terre, ce qui permettra de diminuer le coût des expériences et d'accroître la fréquence des missions.

Lancé par la navette spatiale à laquelle il sera rattaché pendant tout le vol, le Spacelab emportera un équipage de 1 à 4 scientifiques ou ingénieurs, pour des durées de mission variant entre 7 et 30 jours. La conception modulaire du labo offre une grande variété de configuration comprenant des sections pressurisées et des plates-formes. La durée de vie prévue est de 10 ans, ou 50 vols, le poids de la charge utile est compris entre 5 000 et 9 000 kg. Le premier vol est prévu pour 1980.

Satellite	Date de lancement	Mission scientifique
FR 1	6-12-1965	Etude de l'ionosphère
Diapason D1A *	17-02-1966	Géodésie
Diadème 1 D1C	08-02-1967	Géodésie
Diadème 2 D1D	15-02-1967	Géodésie
Péole *	12-12-1970	Géodésie
Tournesol D2A	15-04-1971	Etude de l'atmosphère neutre
Eole	16-08-1971	Etude de la circulation atmosphérique
Starlette	06-02-1975	Géodésie
Castor D5B *	17-05-1975	Etude de l'atmosphère neutre entre 270 et 700 km
Aura D2B	27-09-1975	Astronomie

** Satellites technologiques, dont la mission scientifique n'était pas la mission principale.*

La télédétection des ressources terrestres

La télédétection est un ensemble de techniques qui permettent d'obtenir des informations qualitatives et quantitatives sur la surface de la terre, à partir de mesures faites à distance sur le rayonnement électromagnétique (visible ou non) émis ou réfléchi par les surfaces observées.

D'après cette définition, l'homme, depuis toujours, fait de la télédétection, tout simplement en utilisant sa vue. La forme, la couleur ou le brillant sont transmis par l'intermédiaire de la lumière réfléchie par les objets et nous permettent de les reconnaître à distance. Cependant, l'œil humain, bien qu'il soit un merveilleux instrument, reste limité dans ses possibilités. En particulier, il ne donne que des informations qualitatives, et il ne capte les ondes électromagnétiques que dans le domaine très restreint des rayonnements visibles. De plus, notre cerveau ne peut mémoriser tout ce qui est vu par l'œil, pour une exploitation ultérieure des images. Enfin, tant que l'homme reste au niveau du sol, son champ de vision est limité, et il ne peut observer que les objets relativement proches.

Pour pallier ces limitations, les spécialistes de la télédétection utilisent tous les moyens que les différentes techniques mettent à leur disposition. Ils ont pu ainsi, grâce à la conjugaison des moyens photographiques et de l'avion, prendre du recul par rapport à la surface du sol, et saisir instantanément l'ensemble d'un paysage. L'utilisation de films spéciaux tels que les films à infra-rouges et de capteurs tels que le radiomètre à balayage ou le radar, a permis d'étudier des domaines des rayonnements électromagnétiques encore inexplorés.

Le développement de l'informatique a mis à la disposition des spécialistes des moyens considérables pour le traitement et l'exploitation des images. Enfin, les techniques spatiales, avec les satellites automatiques et habités, ont permis de franchir un nouveau pas, en offrant une vue plus globale de la terre.

Le groupement pour le développement de la télédétection aéroportée

Créé en 1973 par le CNES et l'Institut géographique national (IGN) le groupement pour le développement de la télédétection aéroportée (G.D.T.A.), comprend quatre membres, depuis l'entrée en son sein, en novembre 1975, du Bureau de recherches géologiques et minières (B.R.G.M.) et de l'IFP (Institut français du Pétrole).

Le G.D.T.A. a pour objectifs principaux :

- De développer les capteurs de télédétection, les méthodes de traitement appropriées et d'en évaluer les possibilités pour des expérimentations.
- De promouvoir et de réaliser des opérations mettant en œuvre les capteurs et les méthodes développées pour le compte de ses membres ou d'organismes tiers.
- De réunir et de diffuser la documentation dans le domaine de la télévision des ressources naturelles de la terre.

Le G.D.T.A. permet aux quatre organismes qui le composent de coordonner plus efficacement la mise en œuvre de leurs moyens en matière de télédétection : supports aériens et spatiaux, équipements de détection proprement dits, traitement et interprétation des

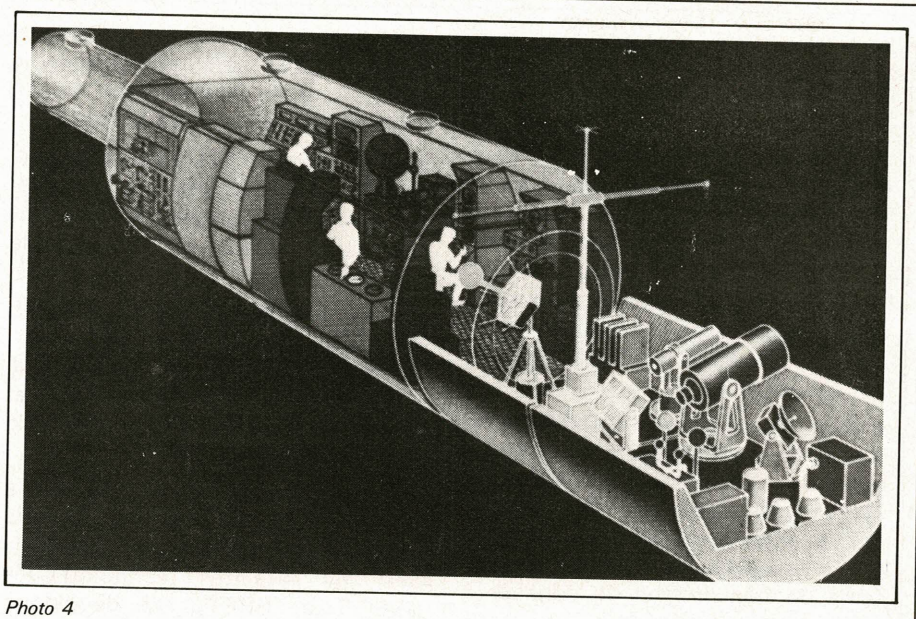


Photo 4

données, applications des résultats à la connaissance et à l'évaluation des ressources terrestres, etc.

Utilisations de la télédétection

Nous commençons à peine, à exploiter les possibilités immenses qu'offre la télédétection pour une meilleure connaissance des ressources naturelles de notre planète. Les images obtenues à partir d'avions, de ballons ou de satellites intéressent des disciplines nombreuses, parmi lesquelles nous nous contenterons d'énumérer les plus prometteuses :

1) L'agriculture :

L'étude du rayonnement solaire réfléchi par la végétation, dans différents domaines du spectre électromagnétique, devrait permettre de reconnaître les différentes espèces végétales, de suivre leur évolution, d'établir des statistiques agricoles, de prévoir les récoltes (avec les conséquences économiques qui en découlent), de déceler des maladies ou des parasites dès leur apparition, et, en conséquence, d'intervenir plus rapidement pour protéger les récoltes.

2) La sylviculture :

Comme pour l'agriculture, la télédétection rendra possible l'identification des différentes essences d'armes. Elle contribuera à un meilleur inventaire et à une exploitation plus rationnelle de notre capital forestier. Elle facilitera également la prévention des incendies.

3) L'hydrologie et la pollution de l'eau

L'estimation des quantités d'eau contenues dans les masses neigeuses, les glaciers, les lacs, les rivières etc. et la surveillance de leur pollution à l'échelle planétaire, aideront à résoudre un problème qui se pose avec de plus en plus d'acuité : celui de nos réserves d'eau douce.

4) La géologie

L'étude des structures géologiques à grande échelle, permettra de mettre en évidence de nouveaux gisements de minéraux ou d'hydrocarbures.

L'observation des volcans pourra être développée et la recherche de zones de l'écorce terrestre propices à l'exploitation de l'énergie géothermique sera possible.

5) La pêche

L'étude de la surface des océans et la sélection des régions favorables à la présence de bancs de poissons, auront des conséquences considérables sur l'industrie de la pêche, qui doit être rendue à la fois plus efficace et plus rationnelle.

6) L'aménagement et l'urbanisation

La télédétection pourra aider à planifier l'urbanisation, l'utilisation des sols, l'aménagement du territoire et l'organisation des régions côtières, en fournissant des données permettant de prendre les décisions en toute connaissance de cause.

7) La protection civile

L'étude de la formation et de l'évolution des catastrophes naturelles permettra de mettre en évidence les conditions qui président à leur naissance, et, partout, d'alerter ensuite les populations menacées.

Toutes ces perspectives sont extrêmement intéressantes, cependant, un travail important reste à accomplir. Il faudra apprendre à interpréter l'énorme quantité d'informations fournies par la télédétection. L'ensemble des spécialistes des sciences de la terre devront s'y consacrer, par une approche multidisciplinaire dans laquelle l'expérience et la science de chacun contribueront à l'information de tous.

Le Centre Spatial de Toulouse

Dès 1963, le gouvernement français envisageait d'implanter à Toulouse les activités du CNES sur le plan technique. Le 1er février 1968, le centre spatial de Toulouse (CST) fut officiellement créé et les travaux de construction débutèrent immédiatement. Les différents services techniques, installés jusqu'alors à Brétigny, en région parisienne, furent transférés à Toulouse au fur et à mesure de l'avancement des travaux. Ainsi, les activités ballons furent implantées dès 1968, celles des fusées-sondes en 1969 ; en 1971 suivirent les services chargés des satellites et les services spécialisés dans les différents domaines de la technique spatiale. Enfin, la décentralisation s'acheva en 1974 par la mise en place des moyens de liaisons avec les satellites, des services chargés des opérations en vol et de l'exploitation des engins spatiaux et avec le regroupement des moyens informatiques.

Rôle du Centre Spatial de Toulouse

Le CST est le plus important centre technique du CNES. Il regroupe tous les moyens en personnel et en matériel nécessaires à la réalisation d'un programme spatial, à l'exception des activités relatives aux lanceurs, qui sont localisées en région parisienne à Evry.

Le choix, par le gouvernement, d'une politique spatiale européenne à nécessité de redéfinir le rôle du CST qui se situe dès lors sur deux plans : le plan national et le plan européen..

1) Sur le plan national, le CST continue d'apporter son soutien technique aux labos scientifiques du CNRS et de l'Université engagés dans la recherche spatiale fondamentale. Il fait développer dans l'industrie française les technologies de pointe nécessaires à la construction des véhicules spatiaux, dans le but de maintenir cette industrie au haut niveau de compétitivité auquel il l'a aidée à se hisser.

Il réalise les expériences spatiales faites en coopération bilatérale avec les USA, l'URSS ou d'autres pays et en assure le suivi et l'exploitation après la

mise en orbite. Il garde la capacité de concevoir des systèmes spatiaux complexes dont la France pourrait avoir à se doter sur le plan national. Enfin, il peut être amené à jouer un rôle de consultant soit vis-à-vis d'autres administrations nationales, soit de pays étrangers.

2) Sur le plan européen, le rôle du CST s'appuie sur la grande compétence acquise par ses équipes techniques dans le cadre des programmes nationaux, réalisés depuis près de 15 ans. Les importants moyens d'essais dont il dispose permettent de tester les gros satellites européens aux conditions sévères de l'ambiance spatiale. Ainsi, les satellites européens OTS, Marots, Météosat ont été essayés dans le grand simulateur d'ambiance spatiale du CST, le plus grand d'Europe. En se spécialisant dans certains des grands domaines d'applications, tels que l'observation de la terre, le CST pourrait jouer un rôle de premier plan dans le développement des futurs satellites européens d'application.

Il remplit déjà ce rôle dans le développement du satellite météorologique européen « Météosat », dont le groupe de projet, qui est une équipe de l'ASE, est implanté sur le centre. Dans le cadre du programme du lanceur Ariane dont la maîtrise d'œuvre a été confiée par l'Europe à la direction des lanceurs (Evry) le CST apporte son soutien technique et réalise le module d'adaptation du satellite sur le lanceur. Enfin, dans certains domaines particuliers, où sa compétence est reconnue, le CST peut fournir un soutien efficace aux centres techniques européens.

Moyens du Centre Spatial de Toulouse

Le CST, implanté dans le complexe scientifique de Rangueil, s'étend sur une surface de 48 ha. L'ensemble des bâtiments représente une superficie de 65 000 m² de planchers (27 000 m² au sol). 1 100 personnes environ travaillent sur le centre, dont 700 agents CNES et 400 appartenant à des société de soustraitance. L'ensemble de ce personnel comprend 50 % d'ingénieurs et cadres, 25 % de techniciens et 25 % de personnel administratif. Afin de mener à bien sa mission, le CST dispose d'importants moyens.

- des services d'étude des systèmes spatiaux dans les domaines de l'électronique, de l'optique, de la mécanique, des sources d'énergie, de la thermique etc.
- de laboratoires d'essais permettant d'exécuter tous les essais mécaniques, thermiques, et d'ambiance spatiale sur les satellites avant de leur délivrer le certificat d'aptitude au vol. Ces labos disposent, en particulier du plus grand simulateur d'ambiance spatiale d'Europe, qui permet d'expérimenter les véhicules de très grandes dimensions (tels que les satellites européens d'application de la nouvelle génération) dans un cylindre de 6 m de diamètre et 7 m de hauteur.
- D'un centre d'opération chargé du suivi et du contrôle des satellites et qui, par cela, coordonne l'ensemble des stations de télémesurè, de télécommande et de localisation du réseau du CNES auxquelles il est relié par un système de transmission de données à grande vitesse : Réséda.
- D'une station appartenant au réseau CNES dotée en particulier d'équipements SHF (super hautes fréquences) permettant de suivre et de contrôler les satellites géostationnaires tels que « Symphonie ».
- D'un important centre informatique qui assure le traitement en temps réel ou en temps différé des télémesures reçues des satellites, effectue les calculs scientifiques nécessaires aux labos, pour l'exploitation de leurs expériences, apporte enfin son concours aux services d'étude des systèmes spatiaux du centre.
- D'un centre de lâcher de ballons à Aire-sur l'Adour, (Landes) et à Gap-Tallard (Htes Alpes).

Principales réalisations du CST

1) Dans le cadre du programme national, le CST a, depuis sa création :

- réalisé sept satellites (péole, DZA, DZA Polaire, D5A, D5B, DZB et starlette).
- Assuré les opérations et l'exploitation de ces satellites.
- Réalisé et procédé au lancement d'environ 300 fusées-sondes en particulier pour le programme Faust, d'astronomie dans l'ultra-violet ;
- Lâché plus de 1 000 ballons, emportant diverses expériences scientifiques, allant de l'astronomie à la biologie, à partir de l'Aire sur l'Adour ou de Gap-Tallard.

2) Dans le cadre de programmes en coopération bilatérale, le CST a réalisé, en collaboration avec les U.S.A., le programme de météorologie EOLE, et celui de localisation et de collecte de données Argos.

Avec l'Union soviétique, le CST a réalisé l'expérience Araks, d'étude de la magnétosphère à l'aide de fusées-sondes, les satellites technologiques SRET 1 et SRET 2 et développe actuellement le satellite d'astronomie Signe III. La coopération avec l'Allemagne s'est traduite par les essais, la mise à poste sur l'orbite géosymchrone et le contrôle permanent des satellites « Symphonie ».

3) Dans le cadre de la coopération européenne enfin, le CST apporte son soutien technique à l'équipe de projet de l'A.S.E. (projet météosat), qui est installée sur le centre. Le CST s'est vu également confié, par cette agence, les essais d'ambiance spatiale des satellites :

- Météosat : météorologie
- OTS : télécomm.
- Marots : navigation maritime.

Le lanceur ARIANE

Ariane est un lanceur de satellites, en cours de développement principalement destiné à assurer, à partir de 1980 le lancement des satellites européens d'applications. Ces satellites géostationnaires péseront de 400 à 750 kg et seront :

- des satellites régionaux européens de télécommunications, ou de télévision ;

Photo 5

- des satellites régionaux exportés par l'Europe ou un pays européen ;
- des satellites européens intégrés à des systèmes mondiaux de météorologie, de navigation aérienne ou maritime.

Après l'abandon par l'Europe des programmes de lanceurs confiés au « centre européen pour la construction et le lancement d'engins spatiaux (CECLES-ELDO) la France, estimant qu'il était capital que l'Europe dispose d'un potentiel propre lui permettant d'assurer le lancement de ses satellites d'applications prévues pour les années... 1980 proposait à ses partenaires européens, le 20 décembre 1972, la réalisation du lanceur Ariane.

A l'issue de sa réunion du 30 juillet 1973, la Conférence Spatiale Européenne acceptait formellement cette proposition et décidait la réalisation du lanceur Ariane, en tant que projet de la future ASE (créée le 15 avril 1975).

C'est la France qui, avec une participation de 62,5 %, apporte la contribution la plus importante à ce projet. L'exécution du programme a été confiée à un seul organisme : le CNES

Un arrangement, définissant les objectifs du programme ainsi que les dispositions juridiques régissant la responsabilité de l'ASE pour la phase de développement, a été signé par 9 de ses états membres :

La RFA, la Belgique, le Danemark, l'Espagne, la France, l'Italie, la Hollande, la Suède et la Suisse. Le dixième membre, le Royaume-Uni est associé au programme par la voie d'un accord bilatéral conclu avec la France.

Pourquoi ARIANE ?

Le nombre de lancements de satellites d'applications en orbite géostationnaire, pour satisfaire l'ensemble des besoins au plan mondial a été estimé à 183 pour la décennie 1980-1990 dont 23 pour les seuls besoins de l'Europe. Le marché mondial représenté par une telle activité, a, pour sa part, été évalué a plus de 20 milliards de francs auxquels il convient d'ajouter huit milliards pour les secteurs-sol associés.

Pour s'assurer une part de ce marché, deux possibilités s'ouvraient à l'Europe : s'en remettre totalement aux pays qui possèdent actuellement des moyens de lancement ou bien s'assurer une indépendance en se dotant de son propre lanceur.

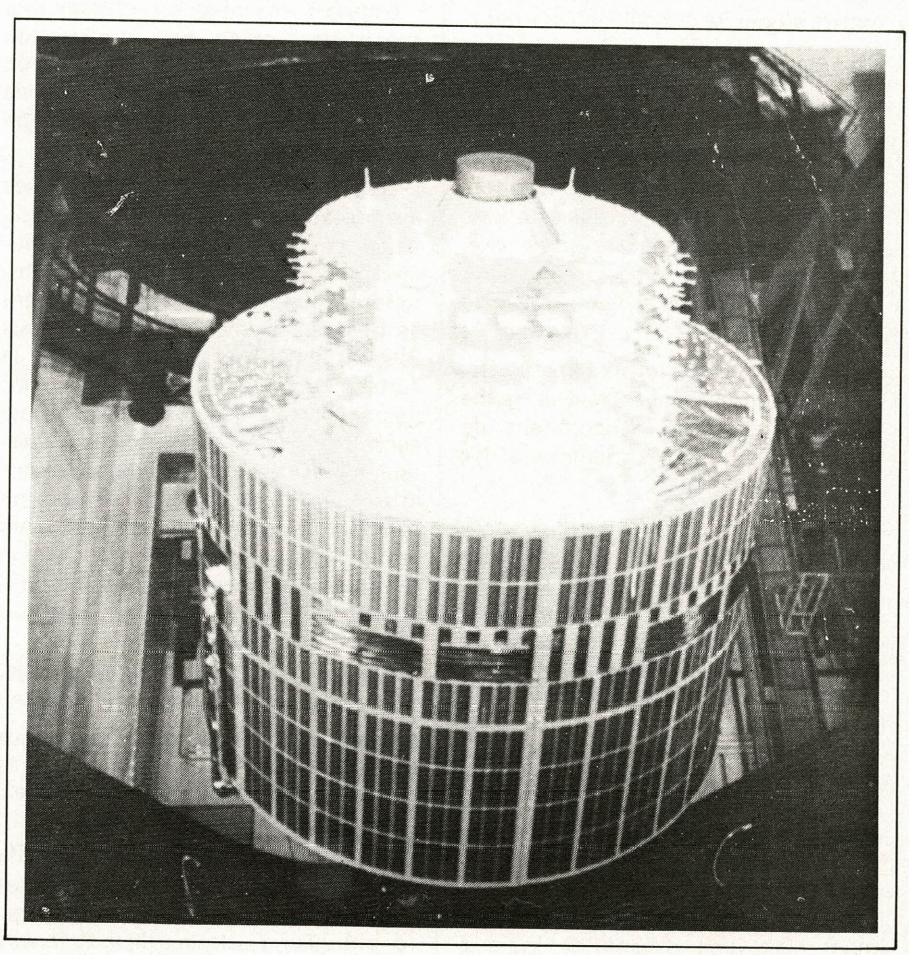


Photo 6

Consciente de l'importance de l'enjeu politique et économique que représentent les activités spatiales, l'Europe, en décidant, le 31 juillet 1973 la réalisation d'Ariane, a choisi la seconde voie. Elle a manifesté sa volonté de maîtriser les applications spatiales et de se présenter, dans ce domaine, en concurrent crédible à partir de 1980.

Description du lanceur Ariane

Ariane est un lanceur à trois étages, qui mesure 47,4 m de haut, et pèse, au décollage environ 207 tonnes. Il comprend les principaux sous-ensembles suivants :

1) Le premier étage (L140) qui emporte 145 tonnes de propergols (diméthylhydrazine et peroxyde d'azote), pèse au décollage 158 tonnes. Il est propulsé par quatre moteurs Viking, développant une poussée totale de 250 tonnes au sol. Sa structure se compose, principalement, de deux réservoirs indépendants de 3,8 m de Ø.

2) Le second étage (L33) utilise les mêmes ergols que le premier étage. Il est propulsé par un moteur Viking modifié, fournissant une poussée de 70 tonnes. Le Ø de l'étage est de 2,6 m et sa structure est réalisée en alliage léger.

3) Le troisième étage (H8), utilise pour sa propulsion, les techniques dites « cryogéniques » ; les propergols utilisés sont l'oxygène et l'hydrogène liquide. L'étage pèse 9,5 tonnes, dont 8 tonnes d'ergols : réalisé en alliage léger, d'un Ø de 2,6 m, il est propulsé par un moteur HM7, à turbopompe, dérivé des développements effectués dans le cadre du programme national.

4) La case à équipements, située au-dessus du troisième étage, rassemble, autour d'un calculateur embarqué, tous les équipements électriques nécessaires à l'exécution de la mission du lanceur (guidage, pilotage, séquentiel, télémesures, sauvegarde, localisation) ; sa structure est surmontée de l'adapteur du satellite.

5) La coiffe métallique, qui protège la charge utile des échauffements aérodynamiques, est en forme de bulbe, afin d'offrir un diamètre et un volume utile compatible avec des satellites de la taille des Untelsat – 4.

Plan de développement Organisation industrielle

Le plan de développement d'Ariane a été établi de façon à assurer la dis-

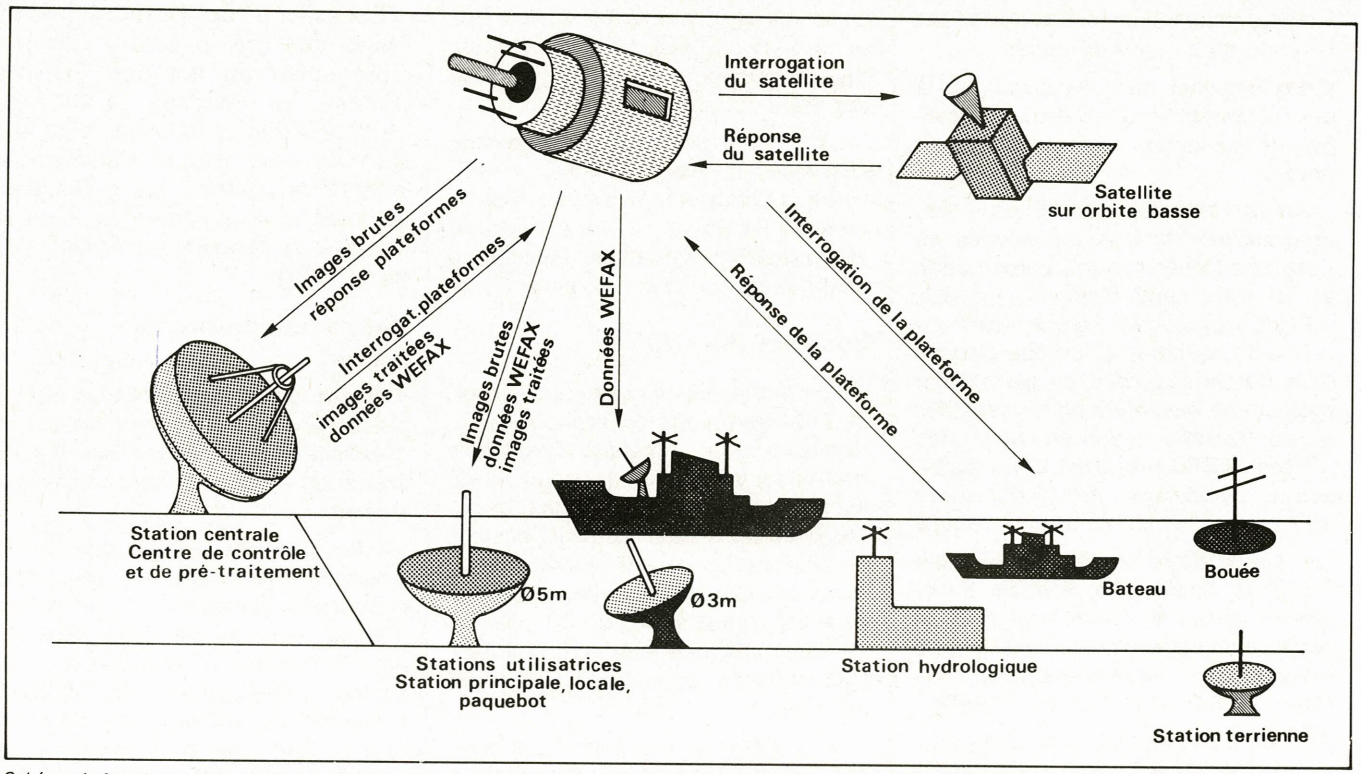


Schéma de fonctionnement du système Météostat.

ponibilité opérationnelle du lanceur à la fin de 1980. Quatre lancements sont prévus pour atteindre la qualification : le premier en juin 1979, le second en juin de la même année et les deux autres en 1980. Ces lancements seront effectués depuis le centre de lancement du CNES à Kourou (Guyane) dont les installations sont en cours de transformation à cette fin.

L'organisation industrielle du programme Ariane est basée sur la nécessité d'une gestion unique assurée par le CNES. Celui-ci s'appuie sur un architecte industriel, la SNIAS. Les contrats de développement sont répartis entre cinq contractants de premier niveau, la SNIAS, la SEP, l'Air Liquide, la Matra, et la Sté Belge ETCA. Ces cinq contractants principaux sous-traitant certains éléments à une quarantaine d'entreprises européennes.

La météorologie spatiale

La prévision du temps est une question d'une importance capitale, aussi bien pour la vie quotidienne de chacun d'entre nous, que pour l'économie nationale et internationale. Depuis 75 ans, les météorologues du monde entier se sont efforcés de développer des méthodes de prévision globale du temps, grâce à une coopération et un échange de données météorologiques à l'échelle planétaire.

Cependant, ces efforts sont restés longtemps limités. En effet, la compréhension des phénomènes atmosphériques et la précision de leur évolution, imposent, d'une part, de développer des modèles mathématiques et de mettre en œuvre des calculs sans commune mesure avec les moyens dont les spécialistes disposaient, et, d'autre part, de recueillir sur l'état de l'atmosphère, de façon continue, en différents points du globe, une quantité de données bien supérieure à ce que permettaient de recueillir les stations météorologiques classiques qui, implantées sur les terres, n'assuraient que la couverture de 20 % de la surface de la planète.

Un pas immense a pu être franchi, depuis une quinzaine d'années, grâce au développement concomitant de deux techniques, l'informatique et les techniques spatiales.

L'informatique, par les puissants moyens de calcul qu'elle procure et les techniques spatiales, grâce à la vision globale et continue de la Terre, qu'offrent les satellites, ont permis de s'affranchir des limites auxquelles se heurtaient les météorologistes. On peut dire qu'une ère nouvelle vient de commencer pour la météorologie. La météorologie subjective, dans laquelle l'expérience des spécialistes des prévisions joue un grand rôle, fait place, peu à peu, à une météorologie objective, qui laisse entrevoir la possibilité de prévoir le temps, de façon raisonnablement sûre, une dizaine de jours à l'avance.

Qu'apportent les techniques spatiales à la météorologie ?

L'apport essentiel est d'offrir aux spécialistes, grâce aux satellites en orbite autour de la Terre, une vision continue et uniforme de la totalité de la surface de notre planète et de son atmosphère.

Deux types de satellites sont utilisés en météorologie spatiale : il s'agit, d'une part des satellites « à défilement », qui évoluent à 1 500 km d'altitude environ, sur des orbites passant au-dessus des pôles, et survolent, deux fois par jour n'importe quel point à la surface du globe. Il s'agit, d'autre part, des satellites « géostationnaires », qui survolent la terre, au-dessus de l'équateur, à 36 000 km d'altitude, en faisant le tour en 24 heures dans le sens de rotation terrestre. Un tel satellite paraît immobile pour un observateur sur la terre mais, par suite de sa position au-dessus de l'équateur, il ne peut pas observer les zones polaires.

Ces deux types de satellites permettent de remplir des missions variées :

- Ils peuvent photographier les nuages et obtenir des informations sur la nature des perturbations, ainsi que sur leur vitesse de déplacement.
- Ils peuvent aussi, mesurer à l'aide de sondeur optique, la température et l'humidité de l'atmosphère, à différentes altitudes, au-dessus de la zone survolée.

● Ils peuvent, encore, collecter par voie radio, des données météo recueillies par différentes stations automatiques, terrestres et maritimes, fixes ou mobiles et restituer ces données à une station centrale, lors d'un passage en visibilité de celle-ci (dans le cas de stations automatiques mobiles, il est nécessaire que le satellite soit doté de moyens permettant, en outre, de localiser ces stations).

● Les satellites géostationnaires peuvent enfin, jouer le rôle de relais de télécommunications pour la transmission d'images ou de messages entre stations.

L'expérience française en matière de météo spatiale

Le programme EOLE, réalisé en 1971, a été la première expérience française de météospatiale. Evoluant à 900 km d'altitude sur une orbite inclinée à 50 °, le satellite Eole a interrogé et localisé 480 ballons dérivant dans l'hémisphère Sud, à 12 km d'altitude. Ces ballons, de fabrication française ont servi à étudier l'écoulement atmosphérique grâce à des mesures de pressions, de températures et de vitesse des vents.

La durée de vie des ballons a été, en moyenne de 100 jours, mais, pour certains, elle a dépassé un an.

Après cette expérience de météorologie, le satellite Eole a servi à interroger et à localiser un grand nombre de balises placées sur des bouées, des icebergs, des bateaux. La seconde expérience concerne le programme Meteosat. Le satellite Météosat est un satellite géostationnaire placé au-dessus de l'Afrique. Les premières études ont été réalisées au CNES, et le projet a, ensuite, été pris en charge par l'Europe et est actuellement développé par l'ASE, le CNES conservant une part active dans un grand nombre d'études annexes.

Les principales missions de ce satellite sont les suivantes :

● observer en permanence (de jour et de nuit), les nuages sur l'ensemble de la zone en visibilité du satellite ;

● déterminer les températures du sommet des nuages et de la surface de la mer, avec une précision meilleure que 1 °C.

● Permettre de mesurer la vitesse et la direction du vent, particulièrement dans les régions tropicales à partir du déplacement de petits nuages ;

● Recueillir les données de différentes plateformes (bouées, stations météos automatiques etc.).

Un important centre de calcul transformera les informations transmises par le satellite en données directement utilisables par les météorologistes. Météosat est l'un des cinq satellites géostationnaires mis en place pour la première expérience mondiale du programme de recherche sur l'atmosphère globale, en 1978-1979. Outre ces cinq satellites, deux satellites sur orbite polaire seront lancés par les Etats-Unis. D'autres satellites de la série Météor assureront le complément de ce réseau spatial.

La troisième expérience française à bord de satellites est le programme Argos. Un équipement spécial sera embarqué sur les huit satellites américains du type Tiros-N. Ce dispositif permettra de recueillir les informations d'un grand nombre de stations automatiques, fixes ou mobiles. Dans le cas de stations mobiles (bouées ou ballons), il permettra également leur localisation. Argos est donc un dispositif dérivé d'Eole, bien que son principe de fonctionnement soit assez différent.

Deux satellites seront simultanément en orbite polaire, à 830 km d'altitude. Deux mille plate-formes pourront être localisées à la surface de la Terre. Si toutes les plate-formes sont fixes, ce nombre pourra atteindre 16 000 plate-formes. Ces plate-formes pourront être des stations météo automatiques (zones montagneuses ou désertiques), des bouées ancrées ou dérivantes, des stations hydrologiques etc.).

Dans ce programme également, le centre de calcul du CNES devrait jouer un rôle primordial dans le traitement des informations reçues par le satellite. Au cours des années à venir la place des satellites météo, deviendra prépondérante par rapport aux moyens classiques de la météo et des satellites fourniront des informations de plus en plus indispensables, dans un nombre croissant de domaines de l'activité humaine.

J. Ranchet

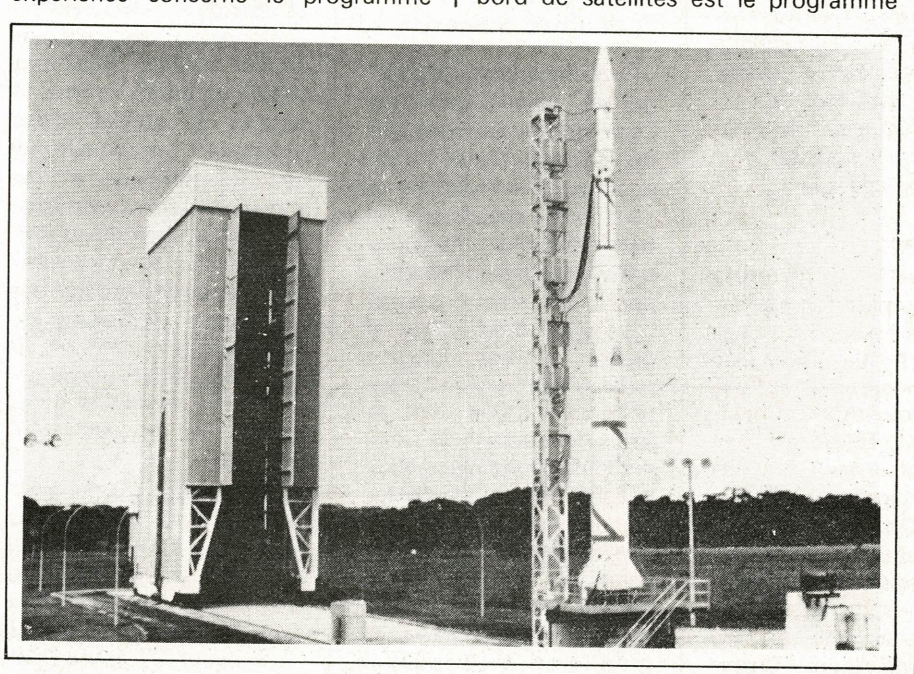


Photo 7

BIBLIOGRAPHIE

L'électronique de puissance

par Guy Séguier

L'électronique de puissance est la technique de mise en œuvre des semiconducteurs de puissance, diodes ou thyristors, permettant de modifier la présentation de l'énergie électrique.

Après un bref rappel sur les composants et les procédés de calcul utilisés, l'auteur étudie les cinq fonctions de base :

– Les montages redresseurs à diodes qui assurent la transformation alternatif-continu avec un rapport sensiblement constant,

– les montages redresseurs à thyristors qui permettent d'effectuer la même transformation avec un rapport variable et qui, de plus, sont réversibles,

– les gradateurs qui font varier de façon continue le courant débité par une source alternative et qui, à la limite, fonctionnent en interrupteurs statiques,

– les hacheurs qui servent à régler le débit d'une source continue et peuvent jouer le rôle de transformateurs continu-continu abaisseurs ou élévateurs,

– les onduleurs autonomes qui accusent la transformation continu-alternatif. Ils permettent de faire varier la fréquence des tensions alternatives produites et, s'ils sont plus élaborés, de régler leur valeur et même de les rendre quasi-sinusoïdales.

A côté de l'étude de chaque fonction est indiqué son domaine d'applications. Un chapitre entier est en outre consacré aux variateurs électroniques de vitesse pour moteurs à courant continu et pour moteurs à courant alternatif.

A la fin de chaque chapitre sont donnés des énoncés d'exercices ou de problèmes avec indication des réponses.

Un volume de 264 pages, format 155 x 240. Prix : 68 F. Dunod, 37.39, rue Boulard, 75014 Paris.

Introduction aux microprocesseurs et aux micro-ordinateurs

par Claude Pariot

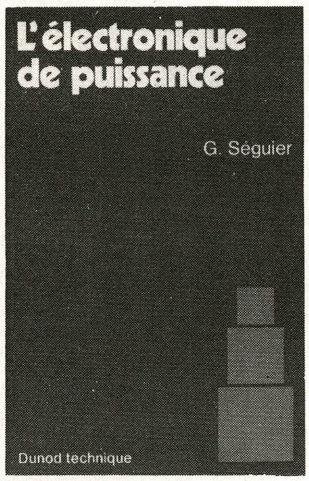
Depuis 1971, les microprocesseurs ont provoqué une véritable révolution en électronique et en informatique.

A travers la construction d'un micro-ordinateur imaginaire, simple mais complet, le lecteur pourra découvrir tous les aspects de cette nouvelle génération de circuits : description, fonctionnement, utilisations, applications, inventaire des microprocesseurs.

Par son orientation pédagogique et grâce à un chapitre introductif sur les ordinateurs, cet ouvrage s'adresse aussi bien aux étudiants et aux enseignants qu'aux ingénieurs et techniciens qui, dans tous les secteurs industriels, ont dorénavant à se familiariser avec les microprocesseurs.

Sommaire :

Chapitre 1. Rappels généraux sur le fonctionnement des ordinateurs. Chapitre 2. Présentation des microprocesseurs et des micro-ordinateurs. Chapitre 3. Technologie des microprocesseurs et des micro-ordinateurs. Chapitre 4. Description des microprocesseurs et des micro-ordinateurs. Chapitre 5. Fonctionnement des microprocesseurs et des micro-ordinateurs. Chapitre 6. Utilisation des microprocesseurs et des micro-ordinateurs. Chapitre 7. Applications des microprocesseurs et des micro-ordinateurs. Chapitre 8. Inventaire des microprocesseurs. Annexes. Bibliographie Index.



Un volume de 144 pages, format 155 x 240. Prix : 69 F. Dunod, 37.39, rue Boulard, 75014 Paris.

L'entreprise personnelle Tome 1

sous la direction de A. Sayag et C. Jouffret-Spinosi

Trop longtemps négligée par la théorie juridique, l'entreprise personnelle, qu'elle soit sous forme d'entreprise individuelle ou sous forme sociale, n'a pas fait l'objet d'une construction homogène. Prélude à une étude critique et prospective du droit interne, le présent ouvrage, consacré au droit comparé de l'entreprise personnelle dans six Etats membres de la Communauté économique européenne (Allemagne, Belgique, France, Grande-Bretagne, Italie, Pays-Bas), doit contribuer à une réflexion globale sur une meilleure organisation juridique de cette forme d'entreprise. A partir d'une problématique française un certain nombre de dispositions, souvent éparses, ont été recensées à fin de comparaison.

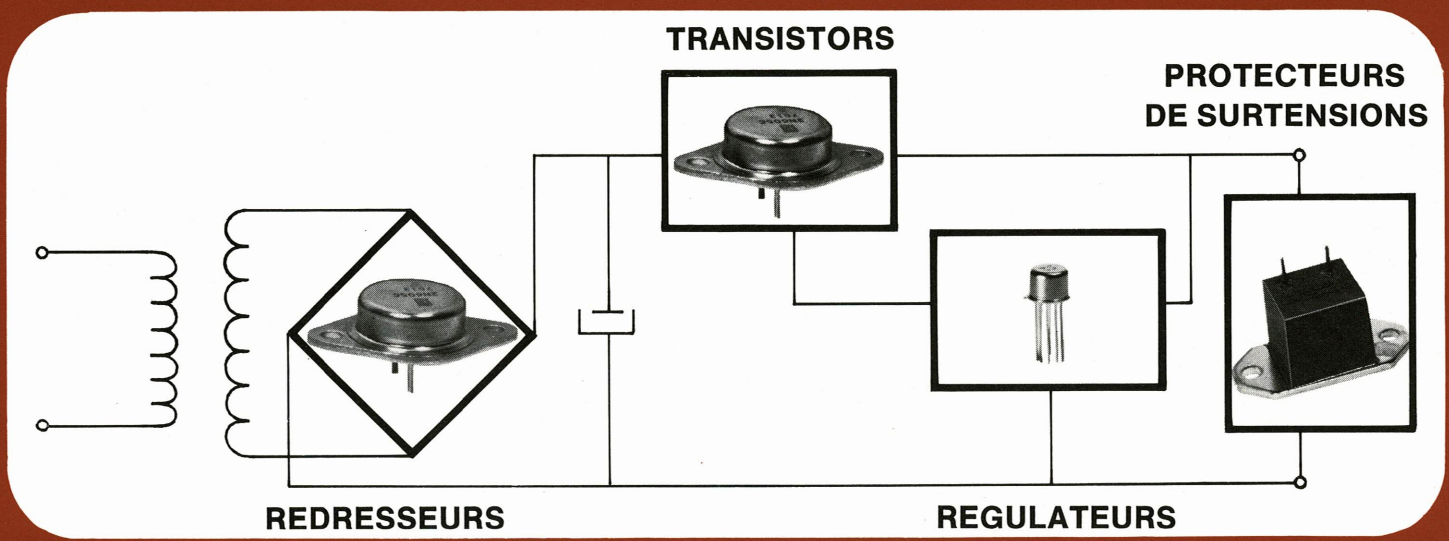
Pour chaque pays, l'étude distingue, d'une part l'analyse proprement juridique des règles et institutions concourant à l'organisation juridique de l'entreprise personnelle : statut du commerçant, droit des sociétés essentiellement unipersonnelles, régime des biens de l'entreprise, éventuellement du fonds de commerce ; d'autre part, les pratiques bancaires en matière de crédit : critères de décision d'octroi de crédit, modalités du crédit, garanties demandées aux entrepreneurs. Des données statistiques complètent et concrétisent ces monographies, rendant ainsi compte de la réalité économique de l'entreprise personnelle et des préférences manifestées par les dirigeants pour les diverses formes juridiques. Reprenant le plan suivi pour les monographies, une synthèse comparative permet de tirer les conclusions de cette étude.

Il apparaît que les problèmes majeurs du statut et du financement de l'entreprise personnelle ne sont pas résolus de manière satisfaisante. Aucun des systèmes étudiés n'ayant établi une règlementation propre à assurer au titulaire d'une entreprise personnelle la sécurité juridique et les moyens de son dynamisme qu'il est en droit de souhaiter, on est conduit à envisager une révision globale des structures juridiques de cette catégorie d'entreprises, réflexion critique qui est l'objet d'un second volume : critique et prospective (à paraître).

Cet ouvrage fait partie de la collection « Droit des Affaires, études du C.R.E.D.A. ». Un volume de 387 pages, format 155 x 240. Prix : 120 F. Librairies Techniques, 27, place Dauphine, 75001 Paris.

Pour votre sécurité conférez à vos réalisations la fiabilité maximale équipez-les de semi-conducteurs de régulation

LAMBDA ELECTRONIQUE



Protègés en :

COURANT
PUISSANCE
TEMPERATURE

LARGE GAMME DE TEMPERATURE

FAIBLES RESISTANCES THERMIQUES

TESTS ELECTRIQUES ET THERMIQUES A 100 %

Pour en savoir plus sur nos composants de régulation ainsi que sur nos alimentations stabilisées retournez la carte information ci-dessous complétée à LAMBDA B.P. 77 - 91403 Orsay Cedex.

CARTE-INFORMATION

à retourner complétée et affranchie à :

LAMBDA ELECTRONIQUE

BP 77
91403 ORSAY-Cédex

nº 1 mondial des alimentations stabilisées

LAMBDA
ELECTRONIQUE

met à votre disposition

les semi-conducteurs de régulation

qui font sa réputation

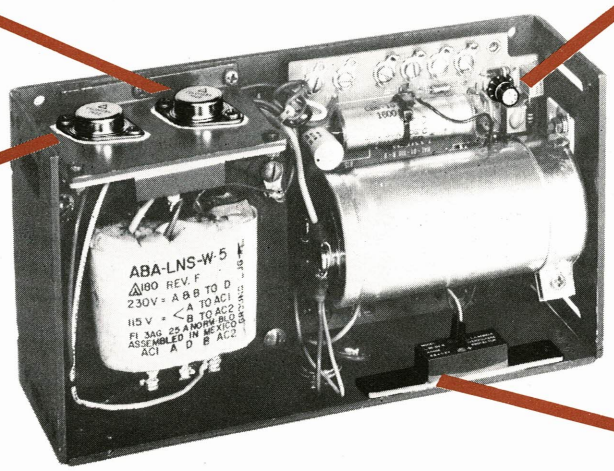
TRANSISTORS DE PUISSANCE

pour régulation série
DARLINGTON
de 8 à 20 A permanent
de 40 à 100 V
Gain supérieur à 1.000

pour régulation à découpage
TRANSISTORS RAPIDES
120-150 et 380 V
3-5-9 et 14 A
Ts inférieur à 1 µs

REGULATEURS DE TENSION

fixes ou réglables
de 0 à 48 V
de 150 mA à 30 A
Technologie monolithique
ou hybride



REDRESSEURS DE TENSION

de 15 à 30 A
50 à 400 V
Cathode commune
Anode commune

PROTECTEURS DE SURTENSIONS

2 à 35 A
Seuils fixes : 5 à 30 V
Seuils réglables :
3 à 70 V

opp 1211 Imprimé en France - FIMA SENS

CARTE-INFORMATION

(Ecrire lisiblement S.V.P.)

EA M.....

Entreprise.....

Service..... Fonction.....

Adresse.....

Ville et C.P..... Tél. ..... Poste.....

désire recevoir gratuitement et sans engagement une documentation technique complète avec prix sur :

☐ Les composants de régulation Lambda : Régulateurs - Darlington - Limiteurs de tension Transistors - commutation - Redresseurs (vol. 2)

☐ Les alimentations stabilisées Lambda (vol. 1)

☐ La visite d'un ingénieur Lambda

Fiche technique

6800

Microprocesseurs

Constructeur :
Motorola

Secondes sources :
Sescosem - AMI - Hitachi.

Généralités

Le 6800 référencé MC 6800 chez MOTOROLA et SFF 96800 chez SESCOSEM est un microprocesseur monolithique réalisé en technologie MOS à canal N et porte au silicium. Livré en boîtier DIL à 40 broches **(fig. 1)**, cette unité centrale traite des mots de 8 bits et exécute une addition en 2 μs.

Le bus d'adresse comprend 16 lignes (A_0-A_{15}), ce qui correspond à un espace adressable de 64 K octets de mémoire.

Le bus de donnée est du type bidirectionnel et peut être placé dans un état « haute-impédance », ce qui autorise l'accès direct à la mémoire (DMA) et certaines configurations multi-processeurs.

Son alimentation unique (+ 5 V) le rend compatible TTL et permet de réaliser un interface avec les bus, sans circuits TTL.

Le 6800 travaille avec une horloge de 1 MHz à deux phases séparées (sans recouvrement). La fréquence d'horloge maximale spécifiée par SESCOSEM est de 1 MHz pour le SF.F96800 (M) ; 1,5 MHz pour le SF.F96800 (A) et 2 MHz pour le SF.F96800 (B).

En outre, ce microprocesseur est doté de possibilité d'arrêt et d'exécution pas à pas du programme.

Constitution

La **figure 2** représente le microprocesseur 6800 et les lignes d'entrée-sortie suivantes :

- Bus 8 bits de données.
- Bus 16 bits d'adresses.
- Bus de contrôle (R/W, VMA, $\overline{IRQ}$, $Ø_1$ et $Ø_2$ et $\overline{Reset}$).
- Lignes de commande (DBE, TSC, BA, $\overline{Halt}$, NMI et $\overline{Reset}$).

La figure 3 montre le détail des différents registres mis à la disposition de l'utilisateur. Ces registres programmables comprennent :

- Deux accumulateurs de 8 bits référencés ACC A et ACC B. Ils sont employés pour mémoriser les opérandes (données) et les résultats nécessaires à l'unité arithmétique et logique (ALU).
- Un registre d'index de 16 bits (IX) dont le contenu peut servir bien entendu d'index dans le mode d'adressage indexé mais aussi être utilisé pour le transfert des données.
- Un pointeur de pile (SP : Stack Pointer) de 16 bits qui stocke l'adresse de l'emplacement mémoire disponible dans la pile externe.

Vue de dessus

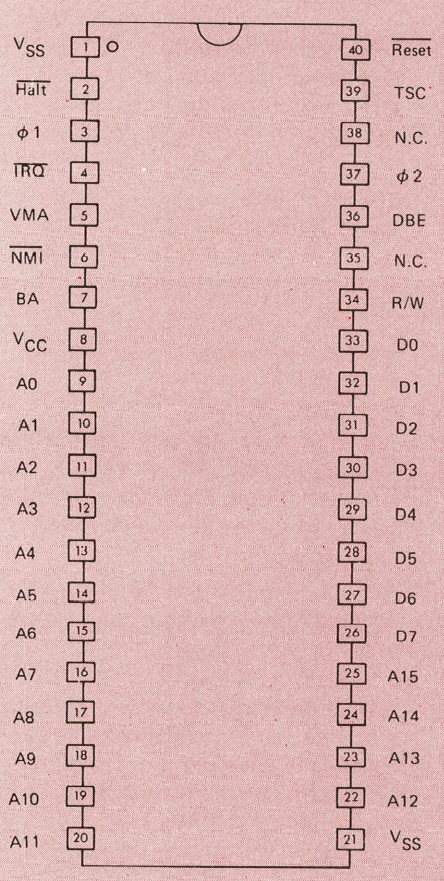


Fig. 1. – Brochage du 6800

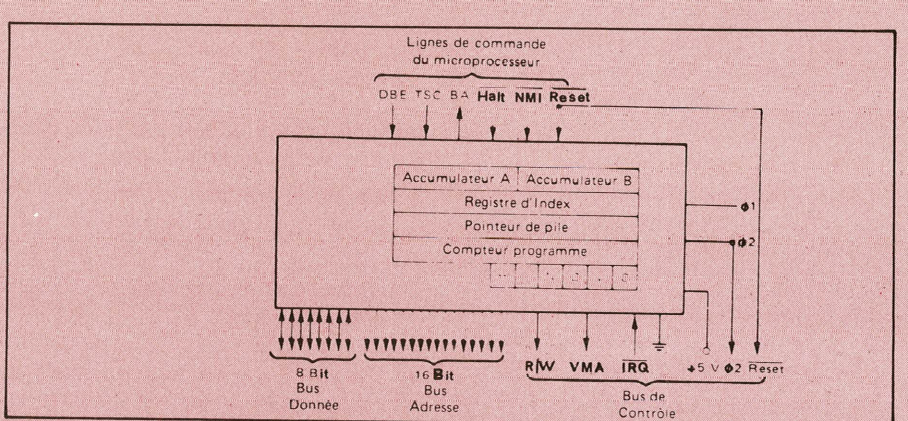


Fig. 2. – Le 6800 et ses lignes d'entrée/sortie.

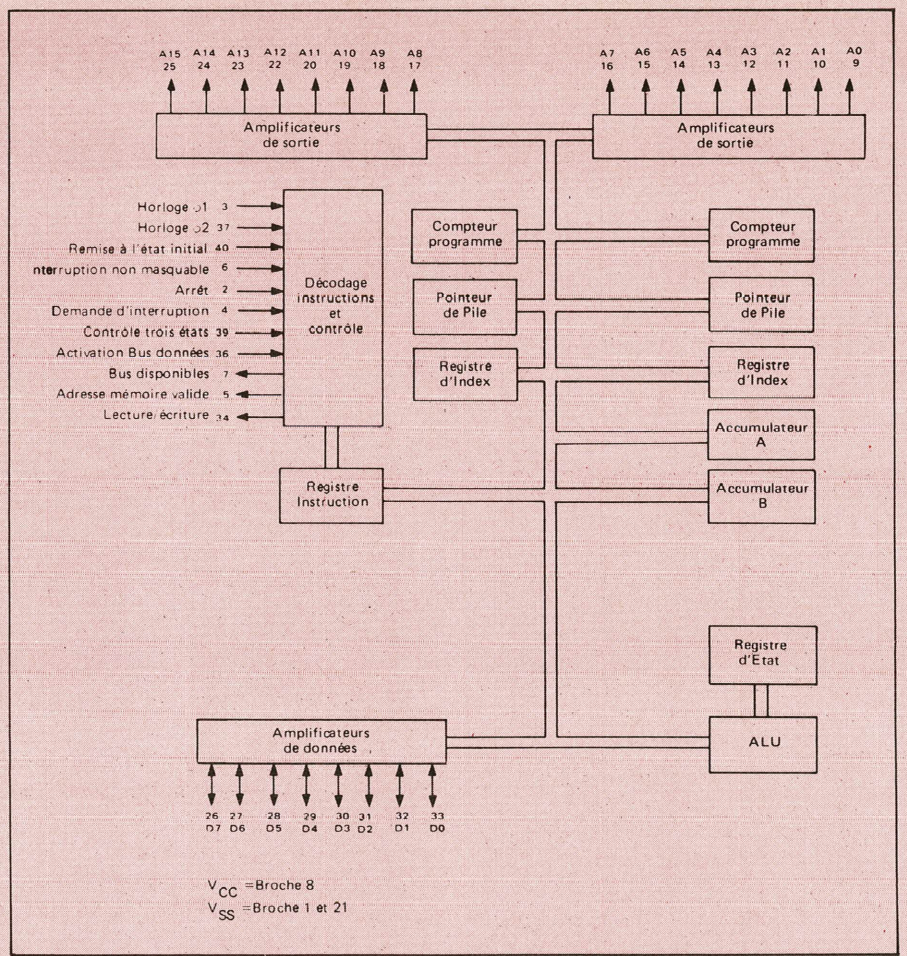


Fig. 4-a. – Organisation générale

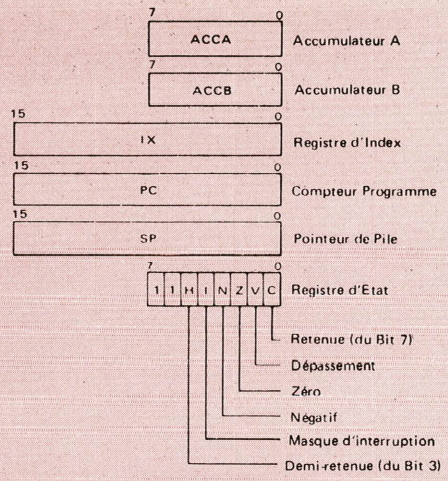


Fig. 3. – Détail des registres.

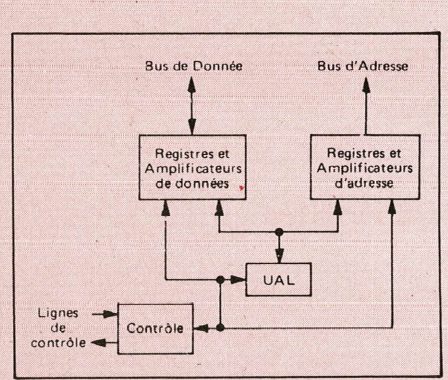


Fig. 4-b. – Schéma logique

– Un compteur de programme (PC : Program Counter) de 16 bits destiné à mémoriser l'adresse de l'instruction à exécuter lors du traitement du programme.

– Un registre d'état de 8 bits permettant de disposer de 6 informations utiles pour la gestion du programme. Cinq d'entres elles concernent les résultats d'une opération effectuée par l'ALU :

– N (bit 3) : résultat négatif.
– Z (bit 2) : résultat nul.
– V (bit 1) : dépassement de capacité.
– C (bit 0) : retenue.
– H (bit 5) : demi-retenue.

La sixième information disponible dans ce registre d'état est un bit de masquage des interruptions (bit 4).

Les deux bits inutilisés (bits 6 et 7) sont toujours au niveau logique « 1 ».

Le schéma logique et l'organisation générale du 6800 sont représentés **figure 4**.

Nous retrouvons ici les 6 registres énoncés précédemment, l'unité arithmétique et logique qui gère, traite et manipule les données, l'unité de contrôle qui analyse les instructions présente dans le programme et les amplificateurs d'entrée ou de sortie (buffers).

Brochage et définition des signaux

Analysons successivement chaque pin du boîtier représenté **figure 1**.

1 et 21 – Vss :
Masse OV.

2 – $\overline{\text{Halt}}$:
Signal d'entrée.
L'unité centrale est arrêtée dès la fin de l'instruction en cours lorsque cette broche est au niveau logique « 0 ».

3 et 47 – $Ø_1$ et $Ø_2$:
Signal d'horloge 2 phases.

4 – $\overline{\text{IRQ}}$:
Demande d'interruption.
Signal d'entrée.
Lorsque $\overline{\text{IRQ}}$ passe du niveau « 1 » au niveau « 0 » la demande d'interruption est prise en compte si le bit « masque d'interruption » du registre d'état est à 0 et si la ligne $\overline{\text{Halt}}$ est à « 1 ».

5 – VMA :
Validation de l'adresse mémoire.
Signal de sortie.
Indique aux périphériques qu'il y a une adresse validée sur le bus d'adresse. Permet la sélection des circuits.

6 – $\overline{\text{NMI}}$:
Interruption non masquable.
Signal d'entrée.
Le passage du niveau « 1 » au niveau « 0 » indique la présence d'une interruption non masquable.
Le microprocesseur termine le traitement de l'instruction en cours avant de prendre en compte ce signal.

7 – BA :
Bus disponible.
Signal de sortie.
Au niveau logique « 1 », BA indique une mise en disponibilité du bus d'adresse.

8 – Vcc :
Tension d'alimentation + 5 V.

9-20 22-25 : A_0-A_{15} :
Bus d'adresse 16 bits permettant l'adressage de 64 K octets de mémoire. Le bus d'adresse peut être placé à l'état «haute impédance ».

26-33-D_0-D_7 :
Bus de donnée 8 bits bidirectionnel. Peut être placé à l'état « haute impédance ».

34 – R/W :
Signal de sortie de lecture-écriture. Destiné aux circuits mémoires et périphériques R/W indique si l'unité centrale est dans un mode de lecture (1) ou dans un mode d'écriture (0).

36 – DBE :
Activation du bus de données.
Signal d'entrée.

DBE est le signal de contrôle trois états pour le bus de données et active les buffer de sortie du bus à l'état haut.

39 – TSC :
Contrôle trois états.
Signal d'entrée.
TSC place dans l'état « haute impédance » les lignes d'adresse et la ligne de lecture-écriture (R/W).

40 – $\overline{\text{Reset}}$:
Remise à l'état initial.
Signal d'entrée.
Permet de démarrer le microprocesseur après une mise sous tension.

Le logiciel

Le 6800 possède un jeu de 72 instructions d'une longueur de 1 à 3 octets. Ces instructions permettent d'effectuer les opérations suivantes :

- arithmétique binaire et décimale
- logique
- décalages
- chargements
- stockages
- branchements
- instructions associées aux interruptions
- manipulation dans la pile.

En outre, l'unité centrale possède les 7 modes d'adressage suivant :

1. **Adressage des accumulateurs** :
La donnée est donc représentée par le contenu de l'accumulateur A (ACC A) ou B (ACC B).

2. **Adressage immédiat** :
L'opérande est contenue dans le 2e ou 3e octet de l'instruction.

3. **Adressage direct** :
L'adresse de l'opérande est contenue dans le 2e octet de l'instruction.

4. **Adressage étendu** :
L'adresse de l'opérande est contenue dans les 2e (poids faible) et 3e (poids fort) octet de l'instruction.

5. **Adressage indexé** :
Le contenu du 2e octet de l'instruction est ajouté au contenu du registre d'index pour former l'adresse de l'opérande.

6. **Adressage implicite** :
L'opérande est indiquée ici par le code opération de l'instruction.

7. **Adressage relatif** :
Le contenu du 2e octet de l'instruction est ajouté au contenu du compteur ordinal.

Le mode d'adressage est utilisé exclusivement pour les instructions de branchement.

La liste alphabétique des différentes instructions du 6800 est donnée dans le tableau 1.

Le tableau 2 contient le jeu d'instruction complet du 6800 et indique pour chacune d'elles les informations suivantes :

- le mémorique (ou abréviation anglo saxone) de l'instruction,
- le mode d'adressage,
- le code opération en hexadécimal (OP),
- le nombre de cycle d'horloge nécessaire à son exécution (≃),
- le nombre d'octet de programme (=),
- la signification symbolique des opérations arithmétiques et logiques,
- les modifications apportées au registre d'état après exécution de l'instruction, sachant que les symboles utilisés pour représenter les 6 bits du registre sont :

- H : demi-retenue
- I : masque d'interruption
- N : négatif
- Z : zéro
- V : dépassement
- C : retenue.

Pour chacun de ces 5 bits du registre d'état, vous trouverez les symboles signant l'état du bit spécifié :

- R : Toujours mis à 1
- S : Toujours mis à 0
  Mis à « 1 » si la relation est vérifiée
  Mis à « 0 » si la relation n'est pas vérifiée.
- ● : Inchangé.

ABA – Addition de l'accumulateur B à l'accumulateur A	JMP – Saut inconditionnel
ADC – Addition avec retenue	JSR – Saut à un sous-programme
ADD – Addition	
AND – "ET" logique	LDA – Chargement accumulateur
ASL – Décalage arithmétique de un vers la gauche	LDS – Chargement du pointeur de pile
ASR – Décalage arihtmétique de un vers la droite	LDX – Chargement du registre d'index
	LSR – Décalage logique vers la droite d'une position
BCC – Branchement s'il n'y a pas de retenue	
BCS – Branchement s'il y a retenue	NEG – Complément à deux (opposé)
BEQ – Branchement si égal (à zéro)	NOP – Passage en séquence (non opération)
BGE – Branchement si supérieur ou égal à zéro	
BGT – Branchement si plus grand que zéro	ORA – "OU" logique
BHI – Branchement si supérieur	
BIT – Test de bits	PSH – Mise d'un octet dans la pile
BLE – Branchement si inférieur ou égal à zéro	PUL – Dépilement d'un octet
BLS – Branchement si inférieur ou égal	
BLT – Branchement si inférieur à zéro	ROL – Décalage circulaire à gauche
BMI – Branchement si négatif	ROR – Décalage circulaire à droite
BNE – Branchement si non nul	RTI – Retour de séquence d'interruption
BPL – Branchement si positif ou nul	RTS – Retour de sous-programme
BRA – Branchement inconditionnel	
BSR – Branchement à un sous-programme	SBA – Soustraction entre accumulateurs
BVC – Branchement si pas de dépassement	SBC – Soustraction avec retenue
BVS – Branchement si dépassement	SEC – Mise à un de la retenue
	SEI – Mise à un du masque d'interruption
CBA – Comparaison des accumulateurs	SEV – Mise à un du bit de dépassement en complément à deux
CLC – Mise à zéro du bit de retenue	STA – Mise en mémoire d'un accumulateur
CLI – Mise à zéro du masque d'interruption	STS – Mise en mémoire du pointeur de pile
CLR – Mise à zéro	STX – Mise en mémoire du registre d'index
CLV – Mise à zéro du bit de dépassem. en compl. à deux	SUB – Soustraction
	SWI – Interruption programmée
CMP – Comparaison	
COM – Complément à un	TAB – Transfert de l'accumulateur A dans l'accumulateur B
CPX – Comparaison du registre d'index	TAP – Transfert de l'accumulateur A dans le Registre Codes Conditions
DAA – Ajustement décimal sur l'accumulateur A	TBA – Transfert de l'accumulateur B dans l'accumulateur A
DEC – Décrémentation	TPA – Transfert du registre d'Etat dans l'accumulateur A
DES – Décrémentation du pointeur de pile	TST – Test
DEX – Décrémentation du registre d'index	TSX – Transfert du pointeur de pile dans l'Index
	TXS – Transfert du registre d'index dans le pointeur de pile
EOR – "OU" exclusif	
	WAI – Attente d'interruption
INC – Incrémentation	
INS – Incrémentation du pointeur de pile	
INX – Incrémentation du registre d'index	

Tableau I :
Liste des instructions exécutables par le 6800.

La famille du microprocesseur 6800

Un micro-ordinateur standard utilise un certain nombre de circuits nécessaires à sa constitution **(fig. 5)**. Chacun de ces circuits a été réalisé par le constructeur et se connecte directement sur les bus d'adresse et de donnée du microprocesseur. Ainsi, les circuits périphériques sont vus par le 6800 comme de simples positions mémoire. Nous donnons ci-après quelques-unes des références des circuits utilisés couramment dans la réalisation de systèmes à base du 6800 :

– La mémoire morte (ROM) du type MCM 6830 chez MOTOROLA ou

OPERATIONS	MNEMONIC	MODES D'ADRESSAGE															OPERATIONS LOGIQUES ET ARITHMETIQUES	COND. CODE REG.					
		IMMEDIAT			DIRECT			INDEX.			ETENDU			IMPLICITE				5	4	3	2	1	0
		OP	~	#	OP	~	#	OP	~	#	OP	~	#	OP	~	#		H	I	N	Z	V	C
Add	ADDA	8B	2	2	9B	3	2	AB	5	2	BB	4	3				A + M → A	↕	•	↕	↕	↕	↕
	ADDB	CB	2	2	DB	3	2	EB	5	2	FB	4	3				B + M → B	↕	•	↕	↕	↕	↕
Add Accumulateur	ABA													1B	2	1	A + B → A	↕	•	↕	↕	↕	↕
Add avec retenue	ADCA	89	2	2	99	3	2	A9	5	2	B9	4	3				A + M + C → A	↕	•	↕	↕	↕	↕
	ADCB	C9	2	2	D9	3	2	E9	5	2	F9	4	3				B + M + C → B	↕	•	↕	↕	↕	↕
ET	ANDA	84	2	2	94	3	2	A4	5	2	B4	4	3				A • M → A	•	•	↕	↕	R	•
	ANDB	C4	2	2	D4	3	2	E4	5	2	F4	4	3				B • M → B	•	•	↕	↕	R	•
Test de bit	BITA	85	2	2	95	3	2	A5	5	2	B5	4	3				A • M	•	•	↕	↕	R	•
	BITB	C5	2	2	D5	3	2	E5	5	2	F5	4	3				B • M	•	•	↕	↕	R	•
Mise à zéro	CLR							6F	7	2	7F	6	3				00 → M	•	•	R	S	R	R
	CLRA													4F	2	1	00 → A	•	•	R	S	R	R
	CLRB													5F	2	1	00 → B	•	•	R	S	R	R
Comparaison	CMPA	81	2	2	91	3	2	A1	5	2	B1	4	3				A − M	•	•	↕	↕	↕	↕
	CMPB	C1	2	2	D1	3	2	E1	5	2	F1	4	3				B − M	•	•	↕	↕	↕	↕
Comparaison Acc.	CBA													11	2	1	A − B	•	•	↕	↕	↕	↕
Complément, 1	COM							63	7	2	73	6	3				$\overline{M} \rightarrow M$	•	•	↕	↕	R	S
	COMA													43	2	1	$\overline{A} \rightarrow A$	•	•	↕	↕	R	S
	COMB													53	2	1	$\overline{B} \rightarrow B$	•	•	↕	↕	R	S
Complément, 2	NEG							60	7	2	70	6	3				00 − M → M	•	•	↕	↕	①	②
	NEGA													40	2	1	00 − A → A	•	•	↕	↕	①	②
	NEGB													50	2	1	00 − B → B	•	•	↕	↕	①	②
Ajustement décimal	DAA													19	2	1	Binaire ⟶ BCD	•	•	↕	↕	↕	③
Décrémentation	DEC							6A	7	2	7A	6	3				M − 1 → M	•	•	↕	↕	④	•
	DECA													4A	2	1	A − 1 → A	•	•	↕	↕	④	•
	DECB													5A	2	1	B − 1 → B	•	•	↕	↕	④	•
OU exclusif	EORA	88	2	2	98	3	2	A8	5	2	B8	4	3				A ⊕ M → A	•	•	↕	↕	R	•
	EORB	C8	2	2	D8	3	2	E8	5	2	F8	4	3				B ⊕ M → B	•	•	↕	↕	R	•
Incrémentation	INC							6C	7	2	7C	6	3				M + 1 → M	•	•	↕	↕	⑤	•
	INCA													4C	2	1	A + 1 → A	•	•	↕	↕	⑤	•
	INCB													5C	2	1	B + 1 → B	•	•	↕	↕	⑤	•
Chargement Acc.	LDAA	86	2	2	96	3	2	A6	5	2	B6	4	3				M → A	•	•	↕	↕	R	•
	LDAB	C6	2	2	D6	3	2	E6	5	2	F6	4	3				M → B	•	•	↕	↕	R	•
OU exclusif	ORAA	8A	2	2	9A	3	2	AA	5	2	BA	4	3				A + M → A	•	•	↕	↕	R	•
	ORAB	CA	2	2	DA	3	2	EA	5	2	FA	4	3				B + M → B	•	•	↕	↕	R	•
Push	PSHA													36	4	1	A → M_{SP}, SP − 1 → SP	•	•	•	•	•	•
	PSHB													37	4	1	B → M_{SP}, SP − 1 → SP	•	•	•	•	•	•
Pull	PULA													32	4	1	SP + 1 → SP, M_{SP} → A	•	•	•	•	•	•
	PULB													33	4	1	SP + 1 → SP, M_{SP} → B	•	•	•	•	•	•
Rotation à gauche	ROL							69	7	2	79	6	3				M	•	•	↕	↕	⑥	↕
	ROLA													49	2	1	A	•	•	↕	↕	⑥	↕
	ROLB													59	2	1	B	•	•	↕	↕	⑥	↕
Rotation à droite	ROR							66	7	2	76	6	3				M	•	•	↕	↕	⑥	↕
	RORA													46	2	1	A	•	•	↕	↕	⑥	↕
	RORB													56	2	1	B	•	•	↕	↕	⑥	↕
Décalage à gauche	ASL							68	7	2	78	6	3				M	•	•	↕	↕	⑥	↕
	ASLA													48	2	1	A	•	•	↕	↕	⑥	↕
	ASLB													58	2	1	B	•	•	↕	↕	⑥	↕
Décalage à droite	ASR							67	7	2	77	6	3				M	•	•	↕	↕	⑥	↕
	ASRA													47	2	1	A	•	•	↕	↕	⑥	↕
	ASRB													57	2	1	B	•	•	↕	↕	⑥	↕
Décalage à droite (logique)	LSR							64	7	2	74	6	3				M	•	•	R	↕	⑥	↕
	LSRA													44	2	1	A	•	•	R	↕	⑥	↕
	LSRB													54	2	1	B	•	•	R	↕	⑥	↕
Stockage Acc.	STAA				97	4	2	A7	6	2	B7	5	3				A → M	•	•	↕	↕	R	•
	STAB				D7	4	2	E7	6	2	F7	5	3				B → M	•	•	↕	↕	R	•
Soustraction	SUBA	80	2	2	90	3	2	A0	5	2	B0	4	3				A − M → A	•	•	↕	↕	↕	↕
	SUBB	C0	2	2	D0	3	2	E0	5	2	F0	4	3				B − M → B	•	•	↕	↕	↕	↕
Soustraction Acc.	SBA													10	2	1	A − B → A	•	•	↕	↕	↕	↕
Soustraction avec retenue	SBCA	82	2	2	92	3	2	A2	5	2	B2	4	3				A − M − C → A	•	•	↕	↕	↕	↕
	SBCB	C2	2	2	D2	3	2	E2	5	2	F2	4	3				B − M − C → B	•	•	↕	↕	↕	↕
Transfert Acc.	TAB													16	2	1	A → B	•	•	↕	↕	R	•
	TBA													17	2	1	B → A	•	•	↕	↕	R	•
Test, Zéro ou moins	TST							6D	7	2	7D	6	3				M − 00	•	•	↕	↕	R	R
	TSTA													4D	2	1	A − 00	•	•	↕	↕	R	R
	TSTB													5D	2	1	B − 00	•	•	↕	↕	R	R

Tableau II :
Jeu d'instruction du 6800

SF.F 96830 de SESCOSEM est organisée en 1024 mots de 8 bits.

– La mémoire vive (RAM) : MCM 6810 ou SF.F 96810 a une capacité de 128 mots de 8 bits.

– Les interfaces d'entrées-sorties sont de plusieurs types suivant les applications. Le MC 6820 ou SF.F 96820 est une PIA (Peripheral Interface Adapter) qui réalise l'interface vers les périphériques à l'aide de deux bus de données bidirectionnels et quatre lignes de commande.

– L'ACIA (Asynchronous Communication Interface Adapter) réalise la mise au format des données et la commande pour les communications séries asynchrones. La donnée parallèle du bus est transmise ou reçue en série par l'interface et autorise la commande d'un périphérique ou d'un modem.

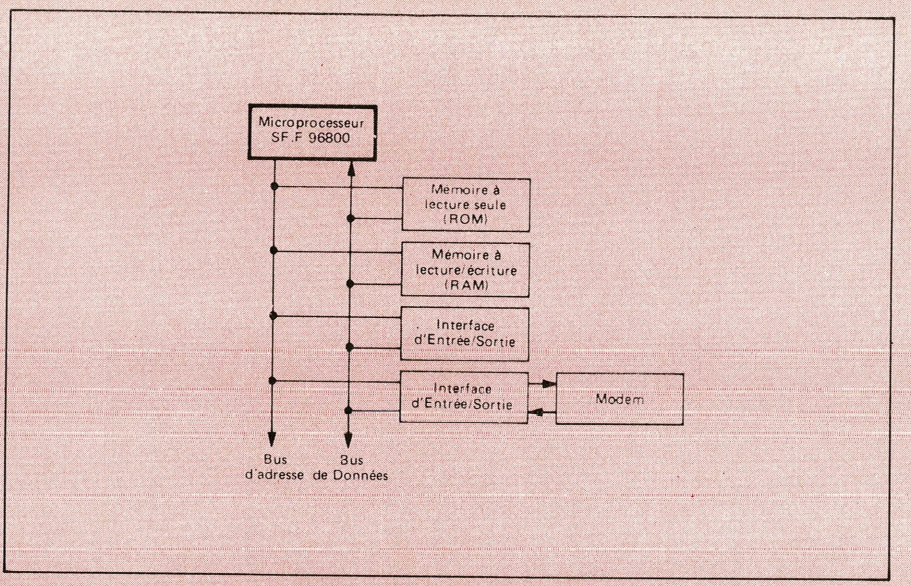
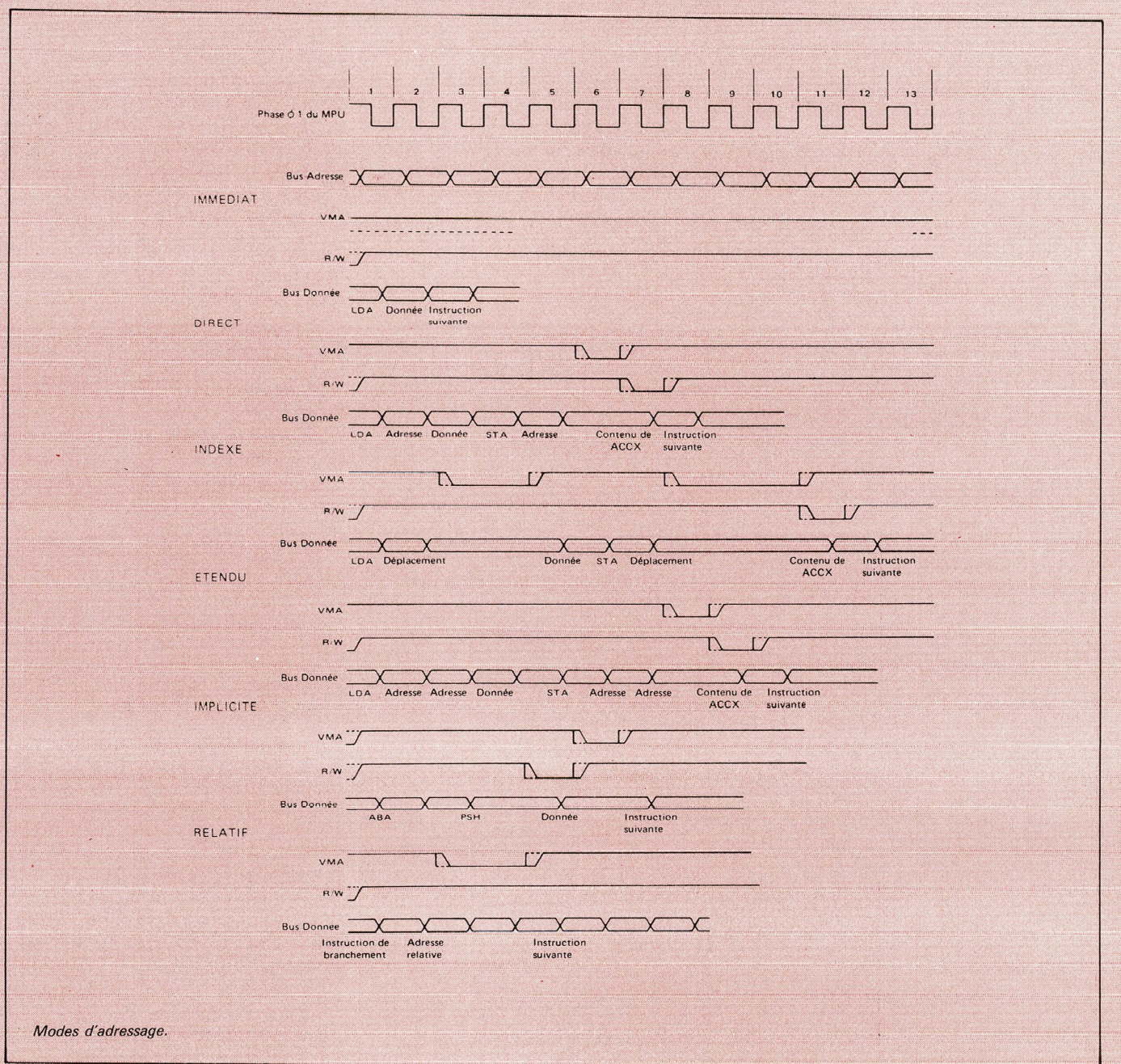


Fig. 5. – Schéma-bloc d'un micro-ordinateur standard.



Modes d'adressage.

Fiche technique — CDP 1802

Microprocesseurs

Constructeur :
R.C.A.

Généralités

Tous les microprocesseurs étudiés jusqu'à présent dans nos fiches techniques (8080, 8085, 2650, Z80 et 6800) sont réalisés en technologie MOS à canal N. Le C.D.P. 1802 de RCA est quant à lui d'une technologie MOS complémentaire ou CMOS. La principale qualité de la technologie CMOS est sa très faible consommation de puissance, ainsi dans ce domaine, le CDP 1802 a un avantage non négligeable sur ses concurrents, la puissance dissipée par ce circuit étant de quelques dizaines de mW alors qu'elle peut atteindre 1 W chez les microprocesseurs MOS à canal N.

Le CDP 1802 succède au CDP 1801 (en deux boîtiers de 28 et 40 broches) aussi développé par R.C.A. Notons que le 1802 est compatible du point de vue logiciel avec son prédécesseur le 1801.

Livré en boîtier DIL à 40 broches **(fig. 1)**, le 1802 est un microprocesseur qui traite des mots de huit bits et exécute une addition en 2,5 μs et la plupart des instructions ont un temps d'exécution de 2,5 à 3,5 μs.

L'oscillateur est incorporé dans le boîtier et un quartz connecté entre les broches 1 et 39 permet de réaliser l'horloge (1 phase) nécessaire au fonctionnement du microprocesseur. Le 1802 est entièrement statique, de ce fait, il est possible de réduire la fréquence d'horloge de 6,4 MHz à 0 et ainsi synchroniser l'unité centrale sur les périphériques lents, stopper ou exécuter un programme au coup par coup lors de la mise au point.

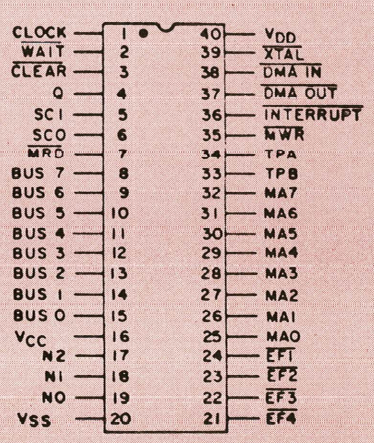


Fig. 1. – Brochage du CDP 1802 (vue de dessus)

Sa technologie CMOS lui donne une grande immunité au bruit, accepte la gamme militaire de température (– 55 à + 125 °C) et n'exige qu'une seule tension d'alimentation comprise entre 3 et 12 V.

En outre les circuits intégrés de la famille **CDP 1800** sont disponibles sous deux références :

1) Les circuits référencés sans suffixe C pour les hautes performances. Par exemple pour le CDP 1802 les caractéristiques principales sont les suivantes :

– Instructions exécutées entre 2,5 et 3,75 μs.

– Tension d'alimentation entre 4 et 12 V.

– Consommation typique : 100 mW.

– Fréquence d'horloge sous 10 V : 6,4 MHz.

2) Les circuits référencés avec le suffixe C.

Par exemple le CDP 1802 C.

– Instructions exécutées en 5 à 7,5 μs.

– Tension d'alimentation de 4 à 6 V.

– Consommation typique : 10 mW.

– Fréquence d'horloge maximum sous 5 V : 3,2 MHz.

Le 1802 peut adresser 64 K octets de mémoire. Les sorties disponibles sur le bus d'adresse étant au nombre de huit (MA0 à MA7), le mot de 16 bits nécessaire à l'adressage des 64 K octets est généré en deux temps : les huit bits de poids fort de l'adresse sont présentés sur les lignes MA0-MA7 et sont stockés dans un latch externe ; les huit bits de poids faible apparaissent ensuite sur les huit lignes de sortie et permettent ainsi de disposer du mot de 16 bits dans son intégralité.

Constitution

La structure interne du CDP 1802 est donnée **figure 2.** Vous remarquerez que ce microprocesseur est conçu autour d'une matrice de 16 registres de 16 bits. Chacun de ces 16 registres pouvant être sélectionné par un mot binaire de quatre bits contenus dans un registre appelé « désignateur » ou pointeur et référencé X, P ou N.

Les contenus de ces registres sont fonction, si besoin est, des trois sections suivantes :

– la mémoire externe,

– l'accumulateur,

– le circuit d'incrémentation-décrémentation.

Le choix de chacune de ces sections dépend de la nature de l'instruction et peut être programmée indépendamment. Ces registres sont utilisés par le programmeur en tant que :

– compteur ordinal,

– pointeurs,

– emplacement mémoire (scratchpad) pour stocker deux octets de données.

Le compteur ordinal

Un registre peut donc être employé comme compteur de programme principal. Le numéro du registre sélectionné est spécifié par le mot de quatre bits issu du registre pointeur P (R(P)). D'autres registres sont alors utilisés comme compteur de programme pour les sous-programmes. Par une seule instruction, le contenu du registre P est modifié et permet d'effectuer l'instruction « CALL » ou appel du sous-programme. Lors du traitement des interruptions, le registre R(1) sert de compteur ordinal. Ainsi le registre désigné comme compteur de programme est laissé au choix de l'utilisateur.

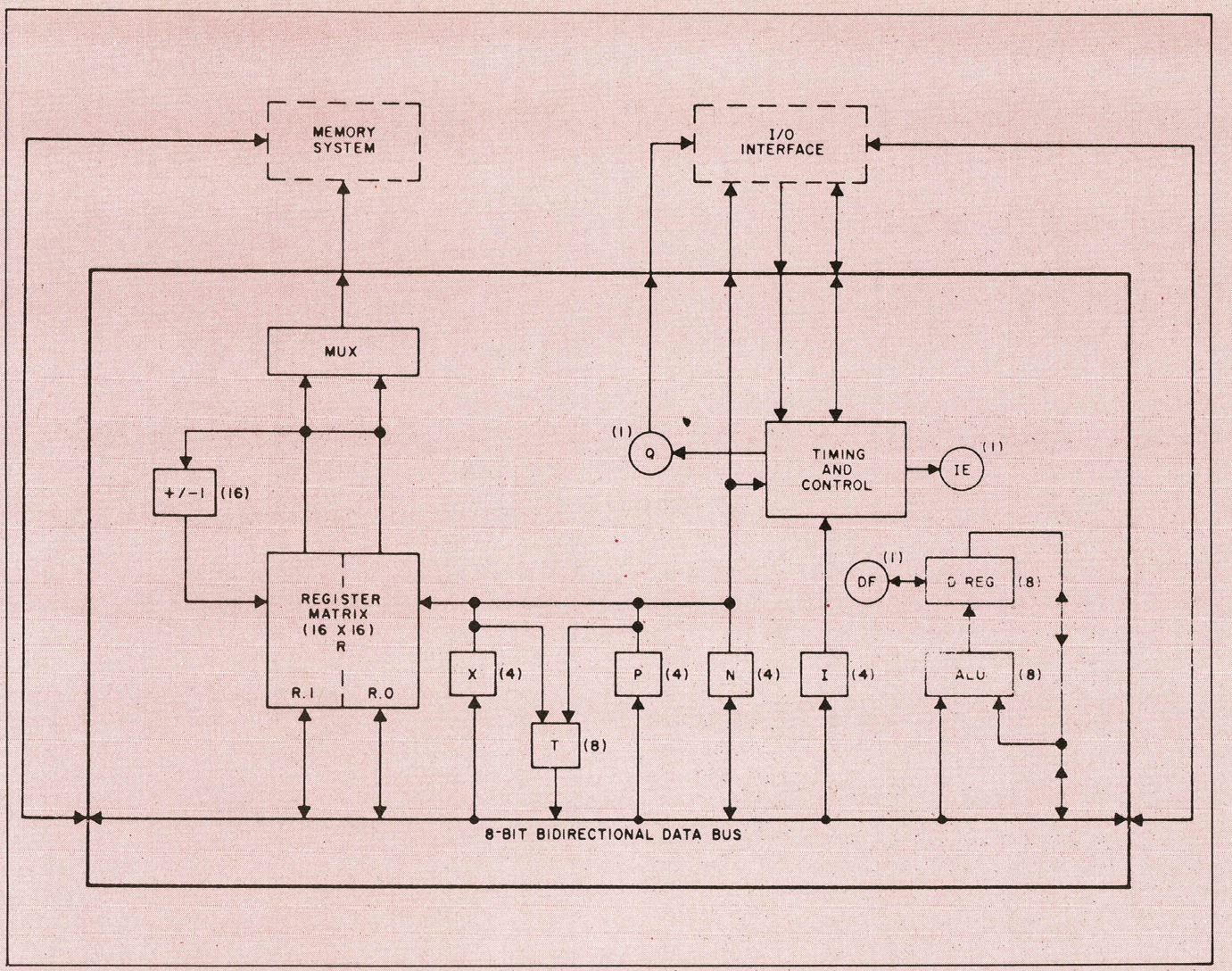


Fig. 2. – Bloc-diagramme du CDP 1802

Les pointeurs de données

Le programmeur a la possibilité d'utiliser les registres R comme pointeurs de données pour adresser une case mémoire. Ici, c'est le registre désigné par le mot de quatre bits issu du registre pointeur X (c'est-à-dire R (x)) qui adresse la mémoire pour les instructions suivantes :

- opération sur l'ALU
- entrées/ sorties
- certaines instructions particulières.

Lors des interruptions, le registre $R_{(2)}$ est utilisé comme pointeur de pile. De la même façon $R_{(0)}$ est le pointeur de DMA pour les accès directs à la mémoire.

Les registres de données

Quatre instructions permettent d'utiliser les registres R pour stocker des octets de données et offrent la possibilité à l'accumulateur (registre D) de lire ou écrire dans les huit bits de poids forts ou faibles de l'un d'entre eux.

A l'aide des instructions d'incrémentation et de décrémentation ces registres peuvent servir de compteur de boucle.

DMA

Un autre rôle important des registres R concerne leur utilisation en accès direct à la mémoire ou DMA. Lorsqu'une demande de DMA est reçue l'instruction en cours est exécutée. En entrant l'état de DMA, le contenu de R (0) est transféré à la mémoire et détermine l'adresse de la donnée à écrire (DMA-in) ou à lire (DMA-out) en mémoire. A la fin de chaque cycle de DMA, le contenu de R (0) est incrémenté de 1 et pointe l'emplacement mémoire suivant. Ainsi, R (0) est le pointeur de DMA. Si l'accès direct à la mémoire n'est pas utilisé, R (0) est disponible pour d'autres fonctions.

Traitement des interruptions

Le registre $R_{(1)}$ est toujours utilisé comme compteur de programme lors d'un traitement d'interruption.

Accumulateur

Le registre D est un accumulateur de huit bits. Connecté directement sur l'unité arithmétique et logique, l'accumulateur stocke une opérande pour les fonctions arithmétiques ou logiques. La 2e opérande est recherchée en mémoire. Les résultats des opérations effectuées par l'ALU sont alors stockés dans D et positionnent en conséquence un bit d'état (flag DF).

La bascule Q

Une bascule interne au boîtier Q peut être positionnée à 0 ou à 1 et testée par des instructions de branchement conditionnels. La sortie de Q est ainsi disponible comme ligne de sortie série.

Cycles d'instruction

Les instructions CDP 1802 sont exécutées en deux cycles machines, un cycle de recherche (fetch) et un cycle d'exécution (execute) (excepté pour l'instruction CN qui nécessite deux cycles d'exécution). Chaque cycle machine a une longueur de huit impulsions d'horloge.

Durant le cycle de recherche, les quatre bits du registre P sélectionnent un des seize registres R(P) qui sera le compteur de programme. Le registre sélectionné contient alors l'adresse de l'emplacement mémoire dans laquelle

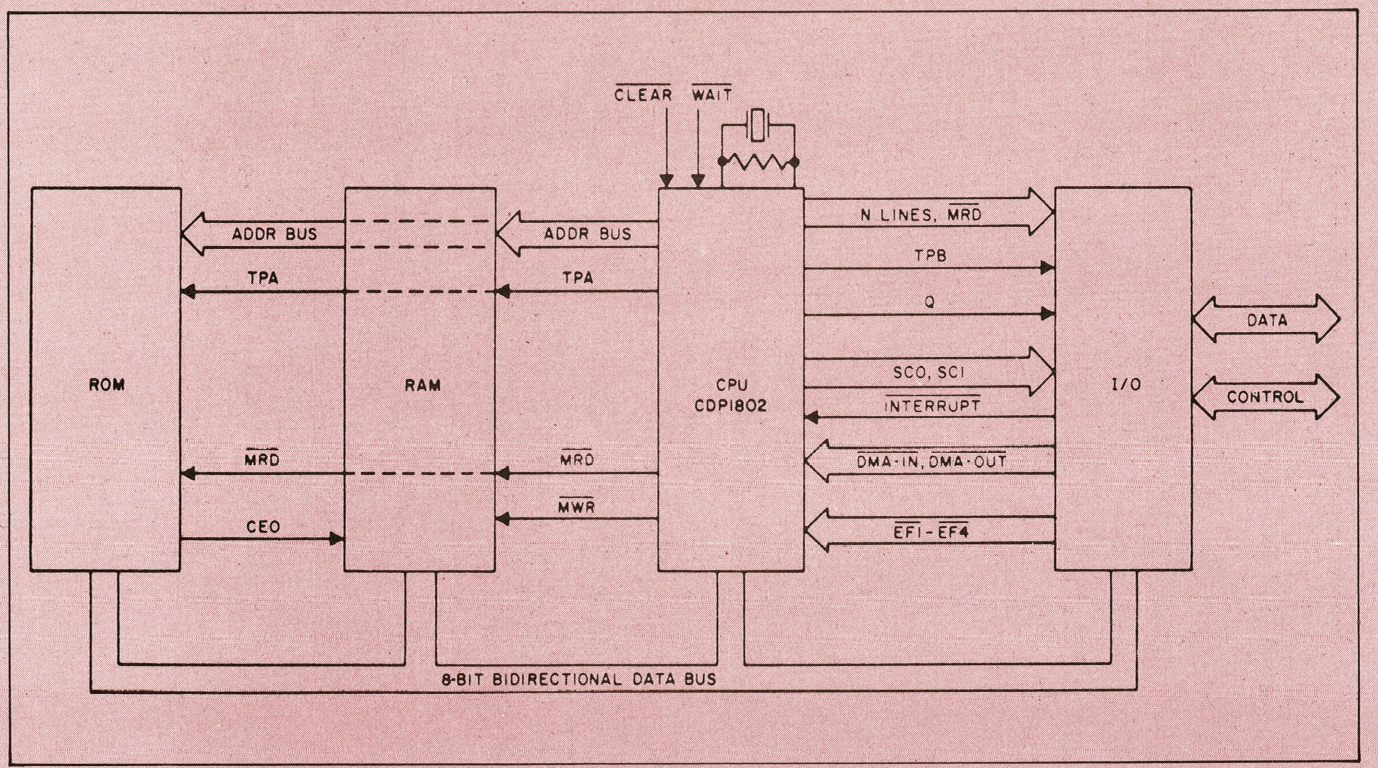


Fig. 3. – Un micro-ordinateur conçu autour de l'unité centrale à CDP 1802

l'instruction doit être recherchée. Lorsque l'instruction est lue dans la mémoire, les quatre bits de poids fort de l'octet de l'instruction sont chargés dans le registre I et les quatre bits de poids faible dans le registre N. Le contenu du compteur de programme est automatiquement incrémenté de 1 et R(P) pointe l'octet suivant de la mémoire.

Le pointeur X sélectionne un des seize registres R(X) qui pointe la mémoire nécessaire à la recherche d'une donnée dans certaines opérations d'entrée/sortie avec l'ALU.

Le pointeur N peut effectuer les cinq fonctions ci-dessous suivant le type d'instruction recherché.

1. désigner 1 des 16 registres de R,
2. sélectionner un port E/S pour le transfert de données,
3. indiquer les opérations spécifiques à exécuter durant les instructions concernant l'ALU, les tests à effectuer pour les branchements...
4. indiquer la valeur à charger dans P ce qui désigne un nouveau registre utilisé comme compteur de programme R(P),
5. indiquer la valeur à charger dans X ce qui désigne un nouveau registre utilisé comme pointeur de donnée R(X).

L'organisation générale d'un micro-ordinateur utilisant le CDP 1802 comme unité centrale est représentée **figure 3.** Nous remarquons les mémoires ROM et RAM habituelles et le coupleur d'entrée/sortie (I/O) et le quartz nécessaire à l'horloge.

Brochage

– Bus 0 à BUS 7 :
– Bus de données huit bits bidirectionnels.

– TPA, TPB :
– impulsions d'horloge,
– signaux de sortie
– des impulsions positives sont générées à chaque cycle machine,
(TPB suit TPA).

– SC0, SC1 :
– 2 codes d'états,
– signaux d'entrée
– ces lignes indiquent si le CPU recherche une instruction (1), exécute une instruction (2), procède à une demande de DMA (3) ou acquitte une demande d'interruption.
Le tableau suivant donne l'état de SC0 et SC1 en fonction du cycle effectué.

SC0	SC1	ÉTAT
0	0	S0 : recherche
1	0	S1 : exécution
0	1	S2 : DMA
1	1	S3 : interruption

$\overline{MWR}$
– impulsion d'écriture
– signal de sortie
– une impulsion négative apparaît à chaque cycle d'écriture en mémoire.

$\overline{MRD}$
– niveau de lecture
– signal de sortie
– un niveau bas (Vss) sur $\overline{MRD}$ indique un cycle de lecture.

INSTRUCTION	MNEMONIC	OP CODE	OPERATION
CHARGEMENT VIA N	LDN	0N	M(R(N)) D; FOR N NOT 0
CHARGEMENT + INCRÉMENT	LDA	4N	M(R(N)) D; R(N) + 1
CHARGEMENT VIA X	LDX	FD	M(R(X)) D
CHARGEMENT VIA X ET INCRÉMENT	LDXA	72	M(R(X)) D; R(X) + 1
CHARGEMENT IMMÉDIAT	LDI	FB	M(R(P)) D; R(P) + 1
STOCKAGE VIA W	STR	5N	D M(R(N))
STOCKAGE VIA X ET DÉCRÉM.	STXD	73	D M(R(X)); R(X) - 1
OPERATIONS SUR LES REGISTRES			
INCREMENT. REG N	INC	1N	R(N) + 1
DECREMENT. REG N	DEC	2N	R(N) - 1
INCREMENT. REG X	IRX	60	R(X) + 1
GET LOW REG N	GLO	8N	R(N) 0 D
PUT LOW REG N	PLO	AN	D R(N) 0
GET HIGH REG N	GHI	9N	R(N) 1 D
PUT HIGH REG N	PHI	BN	D R(N) 1
OPERATIONS LOGIQUES			
OU	OR	F1	M(R(X)) OR D D
OU IMMÉDIAT	ORI	F9	M(R(P)) OR D D; R(P) + 1
OU EXCLUSIF	XOR	F3	M(R(X)) XOR D D
EXCLUSIF OU IMMEDIAT	XRI	FB	M(R(P)) XOR D D; R(P) + 1
ET	AND	F2	M(R(X)) AND D D
ET IMMEDIAT	ANI	FA	M(R(P)) AND D D; R(P) + 1
DECALAGE A DROITE	SHR	F6	LSB(D) DF, 0 MSB(D)
DECALAGE A DROITE AVEC RETENUE	SHRC	76	LSB(D) DF, DF MSB(D)
DECALAGE A DROITE	RSHR		
DECALAGE A GAUCHE	SHL	FE	MSB(D) DF, 0 LSB(D)
DECALAGE A GAUCHE AVEC RETENUE	SHLC	7E	MSB(D) DF, DF LSB(D)
DECALAGE A GAUCHE	RSHL		
OPERATION ARITHMETIQUE			
ADD	ADD	F4	M(R(X)) + D DF, D
ADD IMMEDIAT	ADI	FC	M(R(P)) + D DF, D, R(P) + 1
ADD AVEC RETENUE	ADC	74	M(R(X)) + D + DF DF, D
ADD AVEC RETENUE IMMEDIATE	ADCI	7C	MR(P)) + D + DF DF,D R(P) + 1
SOUSTRACTION AVEC D	SD	F5	M(R(X)) - D DF, D
SOUSTRACTION AVEC D IMMEDIATE	SDI	FD	M(R(P)) - D DF, D, R(P) + 1
SOUSTRACTION AVEC D AVEC RETENUE	SDB	75	M(R(X)) - D - (NOT DF) DF, D
SOUSTRACTION D AVEC RETENUE, IMMEDIATE	SDBI	7D	M(R(P)) - D - (NOT DF) DF, D, R(P) + 1
SOUSTRACTION MEMOIRE	SM	F7	D - M(RX)) DF, D
SOUSTRACTION MEMOIRE IMMEDIATE	SMI	FF	D - M(R(P)) DF, D, R(P) + 1
SOUSTRACTION MEMOIRE AVEC RETENUE	SMB	77	D - M(R(X)) - (NOT DF) DF, D
SOUSTRACTION MEMOIRE AVEC RETENUE IMMEDIATE	SMBI	7F	D - (M(R(P)) - (NOT DF) DF, D, R(P) + 1
INSTRUCTIONS DE BRANCHEMENT (COURT)			
BRANCH. COURT	BR	30	M(R(P)) R(P).0
PAS DE BRANCH. COURT	NBR	38	R(P) + 1
BRANCH. SI D = 0	BZ	32	IF D = 0, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
BRANCH. SI D ≠ 0	BNZ	3A	IF D = 0, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
BRANCH. SI DF = 1	BDF	33	IF DF = 1, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
BRANCH. SI POS OU 0	BPZ		
BRANCH. SI ⩾	BGE		
BRANCH. SI DF = 0	BNF	38	IF DF = 0, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
BRANCH. SI < 0	BM		
BRANCH. SI <	BL		
BRANCH. SI Q = 1	BQ	31	IF Q = 1, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
BRANCH. SI Q = 0	BNQ	39	IF Q = 0, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
BRANCH. SI EF1 = 1	B1	34	IF EF1 = 1, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
BRANCH. SI EF1 = 0	BN1	3C	IF EF1 = 0, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
BRANCH. SI EF2 = 1	B2	35	IF EF2 = 1, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
BRANCH. SI EF2 = 0	BN2	3D	IF EF2 = 0, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1

INSTRUCTION	MNEMONIC	OP CODE	OPERATION
BRANCH. SI EF3 = 1	B3	36	IF EF3 = 1, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
BRANCH. SI IF3 = 0	BN3	3E	IF EF3 = 0, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
BRANCH. SI EF4 = 1	B4	37	IF EF4 = 1, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
BRANCH. SI EF4 = 0	BN4	3F	IF EF4 = 0, M(R(P)) R(P).0 SINON R(P) + 1
INSTRUCTIONS DE BRANCHEMENT (LONG)			
BRANCHEMENT LONG	LBR	C0	M(R(P)) R(P).1 M(R(P) + 1) R(P).0
PAS DE BRANCHEMENT	NLBR	C8	R(P) + 2
BRANCH. SI D = 0	LBZ	C2	IF D = 0, M(R(P)) R(P).1 M(R(P) + 1) R(P).0 SINON R(P) + 2
BRANCH. SI D ≠ 0	LBNZ	CA	IF D = 0, M(R(P)) R(P).1 M(R(P) + 1) R(P).0 SINON R(P) + 2
BRANCH. SI DF = 1	LBDF	C3	IF DF = 1, M(R(P)) R(P).1 M(R(P) + 1) R(P).0 SINON R(P) + 2
BRANCH. SI DF = 0	LBNF	CB	IF DF = 0, M(R(P)) R(P).1 M(R(P) + 1) R(P).0 SINON R(P) + 2
BRANCH. SI Q = 1	LBQ	C1	IF Q = 1, M(R(P)) R(P).1 M(R(P) + 1) R(P).0 SINON R(P) + 2
BRANCH. SI Q = 0	LBNQ	C9	IF Q = 0, M(R(P)) R(P).1 M(R(P) + 1) R(P).0 SINON R(P) + 2
SAUTS			
SAUT COURT	SKP	38	R(P) + 1
SAUT LONG	LSKP	C8	R(P) + 2
SAUT SI D = 0	LSZ	CE	IF D = 0, R(P) + 2 SINON CONTINUER
SAUT SI D ≠ 0	LSNZ	C6	IF D = 0, R(P) + 2 SINON CONTINUER
SAUT SI DF = 1	LSDF	CF	IF DF = 1, R(P) + 2 SINON CONTINUER
SAUT SI DF = 0	LSNF	C7	IF DF = 0, R(P) + 2 SINON CONTINUER
SAUT SI Q = 1	LSQ	CD	IF Q = 1, R(P) + 2 SINON CONTINUER
SAUT SI Q = 0	LSNQ	C5	IF Q = 0, R(P) + 2 SINON CONTINUER
SAUT SI IE = 1	LSIE	CC	IF IE = 1, R(P) + 2 SINON CONTINUER
INSTRUCTIONS DE CONTRÔLE			
REPOS	IDL	00	ATTENTE DMA OU INTERR. M(R(0)) BUS
PAS D'OPERATIONS	NOP	C4	CONTINUER
SET P	SEP	DN	N P
SET X	SEX	EN	N X
METTRE Q = 1	SEQ	7B	1 Q
RAZ DE Q	REQ	7A	0 Q
SAVE	SAV	78	T M(R(X))
PUSH X,P TO STACK	MARK	79	(X,P) T; (X,P) M(R(2)) THEN P X; R(2) - 1
RETOUR	RET	70	M(R(X)) (X,P); R(X) + 1 1 IE
DISABLE	DIS	71	M(R(X)) (X,P); R(X) + 1 0 IE
ENTREE/SORTIE			
SORTIE 1	OUT 1	61	M(R(X)) BUS; R(X)+1; N LINES = 1
SORTIE 2	OUT 2	62	M(R(X)) BUS; R(X)+1; N LINES = 2
SORTIE 3	OUT 3	63	M(R(X)) BUS; R(X)+1; N LINES = 3
SORTIE 4	OUT 4	64	M(R(X)) BUS; R(X)+1; N LINES = 4
SORTIE 5	OUT 5	65	M(R(X)) BUS; R(X)+1; N LINES = 5
SORTIE 6	OUT 6	66	M(R(X)) BUS; R(X)+1; N LINES = 6
SORTIE 7	OUT 7	67	M(R(X)) BUS; R(X)+1; N LINES = 7
ENTREE 1	INP 1	69	BUS M(R(X)); BUS D; N LINES = 1
ENTREE 2	INP 2	6A	BUS M(R(X)); BUS D; N LINES = 2
ENTREE 3	INP 3	6B	BUS M(R(X)); BUS D; N LINES = 3
ENTREE 4	INP 4	6C	BUS M(R(X)); BUS D; N LINES = 4
ENTREE 5	INP 5	6D	BUS M(R(X)); BUS D; N LINES = 5
ENTREE 6	INP 6	6E	BUS M(R(X)); BUS D; N LINES = 6
ENTREE 7	INP 7	6F	BUS M(R(X)); BUS D; N LINES = 7

Tableau 1

MA0 à MA7
- 8 bits des lignes d'adresse
- signaux de sortie
- les huit bits de poids fort du mot de 16 bits d'adresse apparaissent sur les lignes MA0 à MA7 et sont stockés dans un latch externe. Les huit bits de poids faible sont ensuite présentés sur les lignes et constituent les seize bits nécessaires à l'adressage de 64 K octets de mémoire.

N0, N1, N2
- sélection d'entrée/sortie
- signaux de sortie
- les bits N sont à un niveau bas exceptés lorsque des instructions d'entrée/sortie sont exécutées. Durant ce temps, leur état est le même que les trois bits de poids faible du registre N.

$\overline{\text{Interrupt}}$, $\overline{\text{DAM-IN}}$, $\overline{\text{DMA-out}}$
- trois demandes d'entrée/sortie
- signaux d'entrée
- les entrées sont testées par le microprocesseur entre les impulsions TPB et TPA.

$\overline{\text{EF1}}$ à $\overline{\text{EF4}}$
- quatre bits d'état (flags)
- signaux d'entrée
- ces entrées permettent aux contrôleurs d'entrée/sortie de transférer ses statuts au microprocesseur. Ces lignes peuvent être testées par des instructions de branchement conditionnel.

Q flip-flop
- bascule Q
- signal de sortie
- Q peut être mis à 1 ou à 0 sous contrôle du programme.

CLOCK
- horloge
- signal d'entrée pour un générateur d'horloge à une seule phase.

$\overline{\text{X TAL}}$
- entrée du quartz. Le cristal est branché entre les broches Clock et $\overline{\text{X TAL}}$ en parallèle avec une résistance de 10 MΩ.

$\overline{\text{WAIT-CLEAR}}$
- deux lignes de contrôle
- signaux d'entrée
- produisent quatre modes de contrôle comme spécifié dans le tableau suivant.

$\overline{\text{CLEAR}}$	$\overline{\text{WAIT}}$	MODE
1	1	RUN
1	0	PAUSE
0	1	RESET
0	0	CHARGEMENT

Le logiciel

Le CDP 1802 dispose d'un jeu de 91 instructions dont nous vous donnons la liste **tableau 1**. Ce tableau nécessite cependant quelques explications pour en tirer le maximum de profit :

1. – Tous les bits des registres sont numérotés du poids le plus faible au poids le plus fort en commençant de 0.

2. – R(W) est un registre désigné par W ou W peut être N, X ou P.
– R(W).0 : octet de poids faible de R(W)
– R(W).1 : octet de poids fort de R(W).

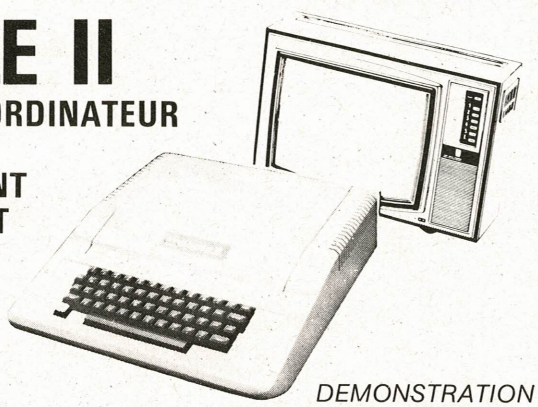
3. Notation des opérations

M(R(N)) → D ; R(N) + 1

Cette notation signifie : « l'octet de mémoire pointé par le registre R(N) est chargé dans D, et R(N) est incrémenté de 1 ».

APPLE II

LE MICRO-ORDINATEUR SIMPLE, PERFORMANT ET COMPLET



illel center
INFORMATIC

ILLEL CENTER
143, AVENUE FÉLIX FAURE - PARIS 15e
TÉL. : 554.83.81

DEMONSTRATION LE SAMEDI APRES-MIDI OU SUR RENDEZ-VOUS

MICRO INFORMATIQUE APPLE

I – MICRO-ORDINATEURS et FLOPPY DISKS APPLE II

APPLE II est un micro-ordinateur complet, assemblé et testé; il est livré avec câbles de raccordement, manuel d'utilisation, cassettes de démonstration, ainsi que deux manettes pour tracés de diagrammes.

Configuration
16 K ..... F 8 300 HT
32 K ..... F 10 000 HT
48 K ..... F 12 000 HT
Vous pouvez nous consulter pour des configurations différentes.
MINI FLOPPY "DISK II"
D'une capacité de 116 octets formatés, d'un accès direct rapide; l'ensemble comprenant le Driver, le Contrôleur et le Disc Operating System (D.O.S.) est livré avec manuel et deux disquettes ..... F 4.950 HT

II – INTERFACES
- Interface de codage couleur RVB (nécessite une prise RVB sur le téléviseur) ..... F 780 HT
- Interface de codage couleur SECAM ..... F 1280 HT
- Modulateur noir et blanc seul F 280 HT
- Interface de sortie parallèle pour imprimante ou applications diverses F 1280 HT
- Interface de série en mode V 24, RS 232 C (vitesse commutable de 75 à 19.200 bauds permettant le raccordement à tous les périphériques ou systèmes au standard de communication RS 232 C) ..... F 1280 HT
- Interface de communication vitesse de 110 à 300 bauds en RS 232 C (destiné plus particulièrement aux liaisons par modem et à l'utilisation de l'APPLE comme terminal) ..... F 1280 HT
- Interface de reconnaissance de la parole, permet de reconnaître un mot parmi un vocabulaire programmable de 32 mots (reconnaissance par analyse heuristique) ..... F 1700 HT
- Interfaces spéciales ..... suivant devis

III – PÉRIPHÉRIQUES
IMPRIMANTES : Economiques sur papier métallisé.
AXIOM 801 (20, 40 ou 80 caractères) ..... F 4800 HT
AXIOM 820 (printer et plotter permettant graphismes) ..... F 5500 HT
Sur papier ordinaire :
CENTRONICS 779 ..... F 8200 HT
DATA 100 type S 1200 ..... F 15.950 HT

IV – LOGICIELS DE DÉMONSTRATION (SOFTWARE)
Ces programmes sont disponibles en support cassettes.
Gestion de stock ..... F 300 HT
Gestion de compte en banque F 300 HT
Comptabilité générale ..... F 600 HT
Jeux divers I ou II, l'unité ..... F 100 HT
Affichage publicitaire ..... F 100 HT
Ils peuvent être également livrés selon la demande sur supports disquettes, (prix suivant devis).

V – FOURNITURES ET DOCUMENTATION
Disquettes, l'unité ..... F 35 HT
Housse en vynil ..... F 300 HT
Mémoires additionnelles : suivant devis
Reference manual (anglais) .. F 100 HT
Reference manual (français) . F 150 HT
Manual BASIC (anglais) ..... F 100 HT
Manual BASIC (français) ..... F 150 HT
Applesoft (anglais) ..... F 100 HT
Applesoft (français) ..... F 150 HT
Les prix des modèles présentés peuvent être modifiés sans préavis, et ne sont donnés qu'à titre indicatif.
Les ordinateurs APPLE II et les mini Floppys APPLE II sont garantis six mois à dater de la livraison, contre tout vice de fabrication.
Des contrats (pièces et main d'œuvre) de maintenance peuvent être souscrits au-delà de cette période.
Les autres périphériques bénéficient de la garantie spécifique de chaque fabricant.

ATTENTION : Les prix cités sur le présent tarif étant hors taxes, il y a lieu de les majorer de 17,60%.

Circuits intégrés

Le LM1818 est un circuit intégré linéaire contenant toutes les fonctions nécessaires à la réalisation d'un système lecteur-enregistreur sur bande magnétique, excepté toutefois l'oscillateur d'effacement.

L'originalité de ce circuit réside principalement dans le fait que la commutation lecture-enregistrement est électronique et ne nécessite qu'un simple inverseur bipolaire au lieu des six inverseurs utilisés dans les systèmes classiques, ce qui diminue les opérations d'implantation mécanique et de câblage et augmente la fiabilité des appareils qui en sont équipés.

Le circuit LM1818 contient un préamplificateur pour micro et enregistrement, des amplificateurs de lecture et d'enregistrement, un circuit de mesure des niveaux crête et un circuit de contrôle automatique du niveau d'entrée.

Ce dernier possède une grande dynamique qui permet, pour une variation de 50 dB à l'entrée, de ne faire varier la sortie que de 10 dB.

Le mesureur de niveaux crête permet de capter et de maintenir pendant un temps variable grâce à un réseau RC extérieur les tensions crêtes supérieures au niveau 0 dB de façon à permettre à un vu-mètre classique d'afficher les valeurs crêtes réelles que son inertie mécanique l'empêche habituellement de traduire. Un circuit réducteur de bruit et un circuit anti-pop destiné à éliminer les parasites de commutation sont également inclus au LM 1818 que nous allons analyser à présent.

Enregistreurs-Lecteurs de bande avec le LM 1818

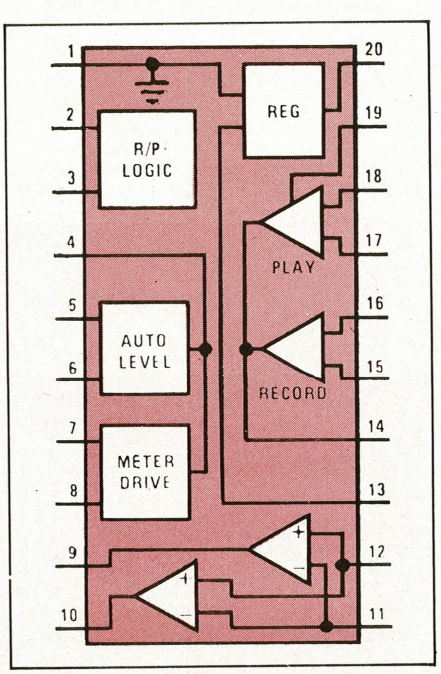


Fig. 1

Présentation brochage

Le LM1818 est présenté en boîtier DIL 20 broches **(voir fig. 1)** dont le brochage est donné dans le tableau ci-après. Le schéma interne du circuit est représenté à la **figure 2.**

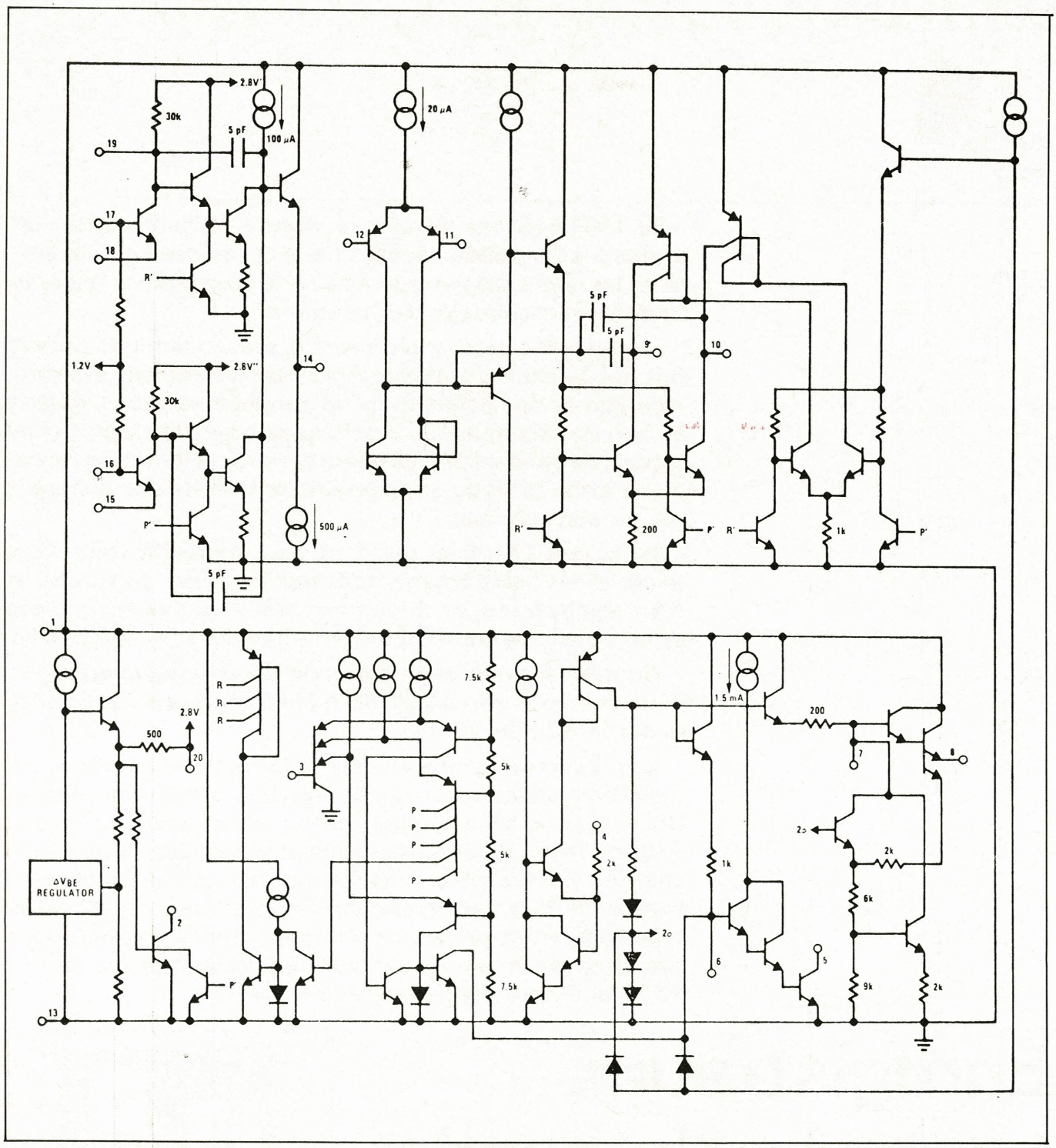


Fig. 2

1 – alim. (masse)	11 Contre-réaction ampli
2 Commutation tête magnétique enreg./lect.	12 Entrée ampli
3 Entrée logique de commutation lect./enreg.	13 + alimentation
4 Entrée mesureur de crêtes + contrôle de niveau	14 Sortie préamplis
5 Sortie contrôle automatique de niveau	15 Contre-réaction préampli-micro
6 Intégrateur contrôle automatique de niveau	16 Entrée préampli-micro
7 Intégrateur mesureur de crêtes	17 Entrée préampli écoute
8 Sortie vu-mètre	18 Contre-réaction préampli écoute
9 Sortie vers ampli extérieur	19 Entrée extérieure Q
10 Sortie enregistrement	20 Découplage régulateur interne

Caractéristiques

Nous avons retenu dans le tableau suivant quelques unes de caractéristiques principales de ce circuit qui sont données pour une température ambiante de 25 °C et une tension d'alimentation de 6 V. Le montage de test sur lequel ont été effectuées les mesures est donné à la **figure 3**.

Caractéristique	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3,5	6	18	V
Courant d'alimentation		5	12	mA
Rapport signal/bruit à l'écoute (courbe NAB), 20 Hz à 20 kHz, Rs = 0, Ve = 1 mV à 1 kHz).		60		dB
Rapport signal/bruit à l'enregistrement (courbe plate, 20 Hz à 20 kHz, Rs = 0, sans contrôle automatique de niveau, Ve = 1 mV)		69		dB
Gain boucle ouverte des préamplis à 100 Hz		100		dB
Gain en boucle ouverte de l'ampli de sortie		80		dB
Dynamique du contrôle automatique de niveau		50		dB
Temps de réponse du contrôle automatique de niveau				
avec C = 10 µF		70		ms
avec C = 10 µF et R infinie		30		sec.
Temps de commutation enregist./lecture		250		ms
Résistance sortie 8 (vu-mètre)	1			kΩ
Courant de sortie vu-mètre	2			mA =
Tension de sortie vu-mètre		100		mV =
Rejection alimentation		90		dB
Tension de sortie amplis (sur 10 kΩ)	1,2	1,65		mVeff
Courants de sortie amplis (bornes 9 et 10)		750		µA
Seuil de réaction du contrôle automatique de niveau		25		mVeff
Impédance d'entrée préampli		50		kΩ
Puissance dissipable par le boîtier			715	mW
Températures de fonctionnement	0		+ 70	°C
Température de jonction			+ 150	°C

Analyse technique

1) Les préamplificateurs

Il y a deux préamplificateurs identiques dont la sortie est commune. L'un d'entre eux est destiné à amplifier le signal à faible niveau provenant d'une source extérieure tel un microphone dans le mode « enregistrement ». L'autre préamplificateur amplifie le signal provenant de la tête d'enregistrement/lecture dans le mode « lecture ».

2) Les amplificateurs

Ils sont au nombre de 2 et leurs entrées sont communes. Le premier amplificateur est destiné à alimenter par sa sortie la tête d'enregistrement. L'autre est un « moniteur » dont la sortie peut alimenter un amplificateur de

General Test Circuit

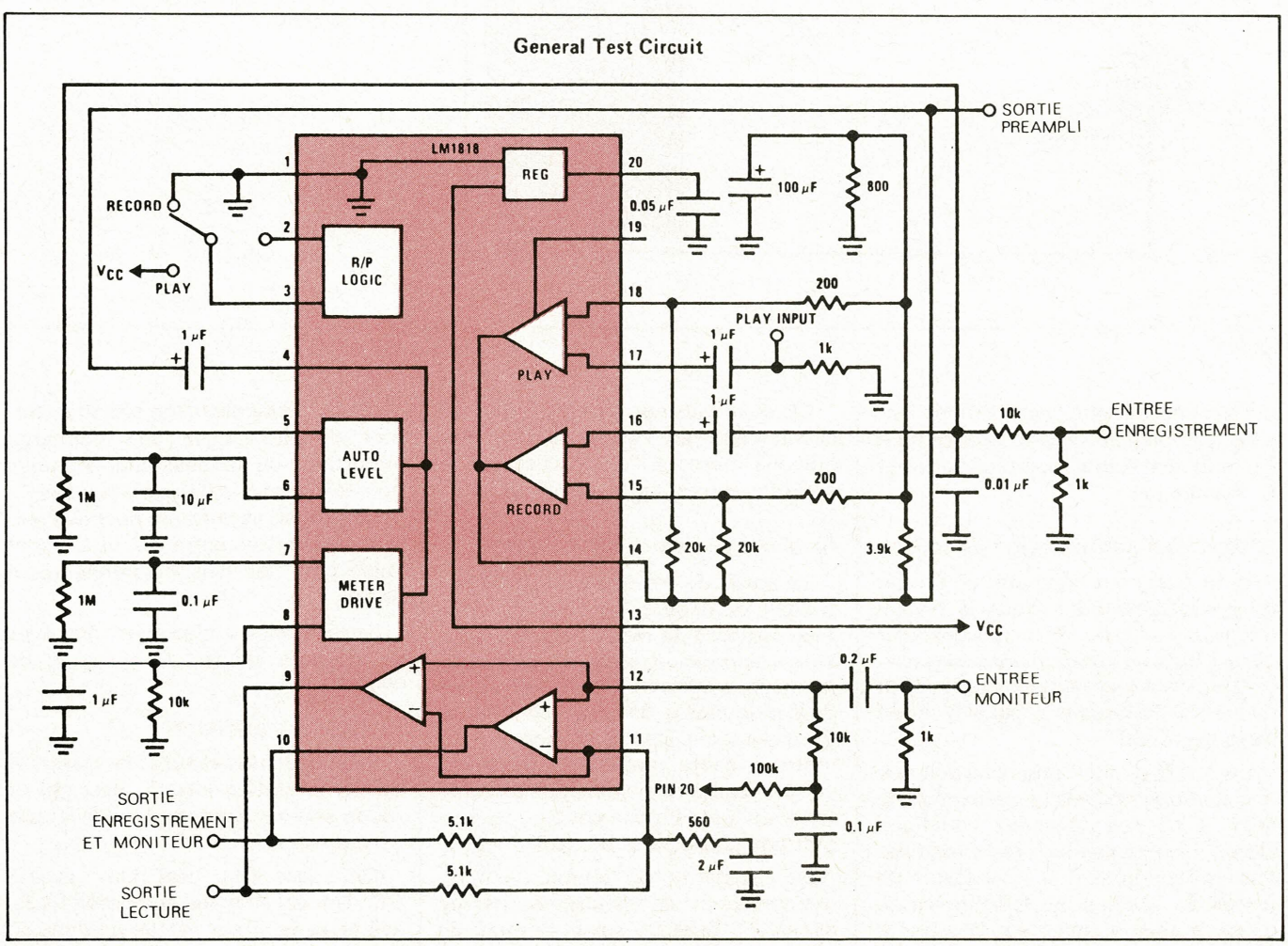


Fig. 3

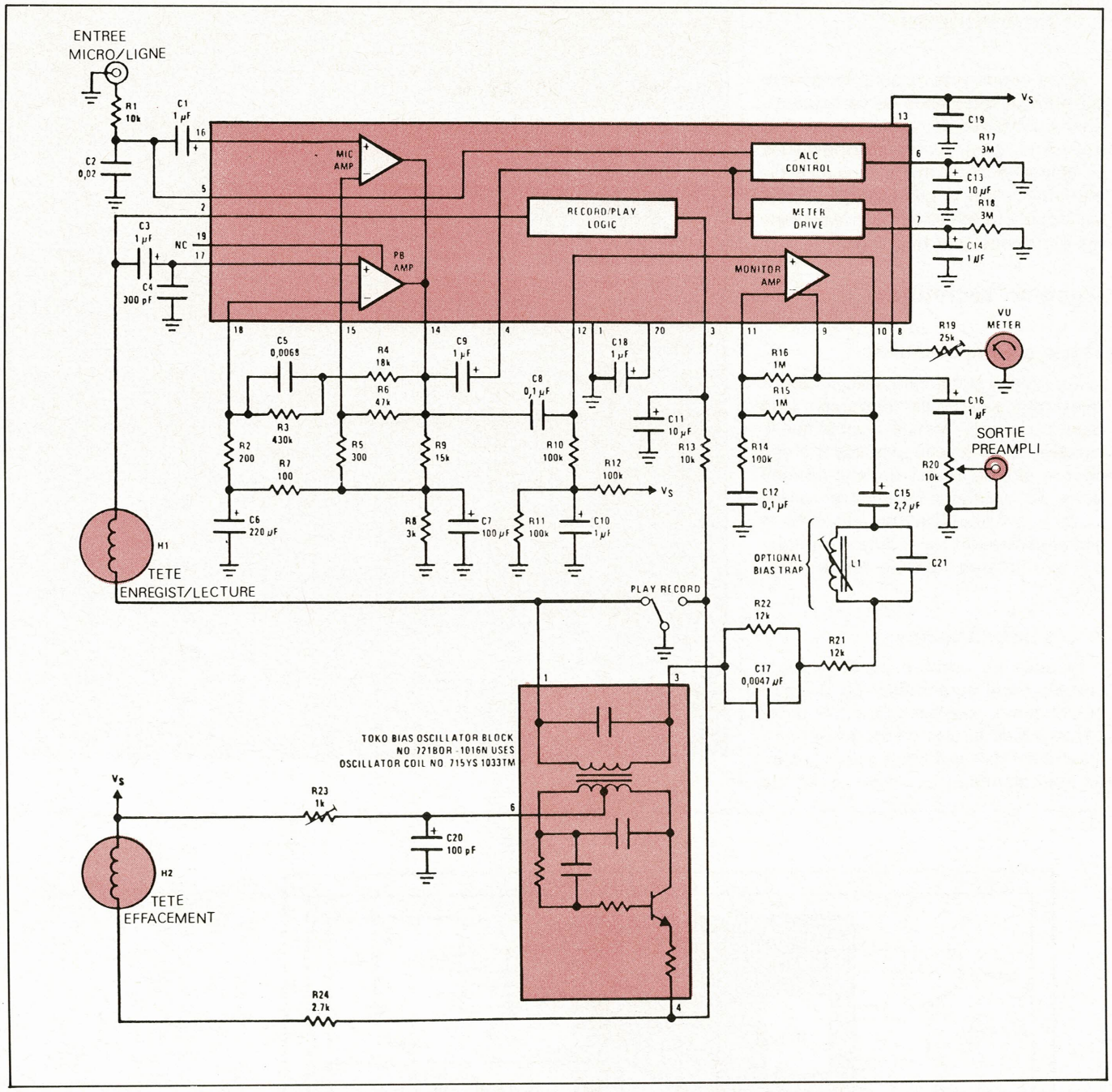


Fig. 4

puissance extérieur. Dans le mode lecture, l'amplificateur d'enregistrement est bloqué et seul le moniteur transmet la modulation.

3) Contrôle automatique de niveau

Il est destiné à maintenir un niveau de sortie constant lorsque le niveau d'entrée varie, de façon à conserver des conditions optimum lors de l'enregistrement. La variation en sortie n'est que de 10 dB lorsque le signal d'entrée varie de 50 dB.

Ce contrôle automatique ne doit agir que sur un temps relativement long, de façon à ne pas gêner les variations d'amplitude transitoires de la modulation. C'est pourquoi une constante de temps de 70 ms a été fixée, grâce au condensateur branché sur la borne 6 du circuit (10 μF sur la **fig. 3**).

Ce condensateur sert en outre au circuit « anti-pop » et devra donc être branché même si l'on n'utilise pas le contrôle automatique de niveau.

4) Mesureur de niveaux crêtes

La sortie de cet étage (borne 8) est capable de débiter 1 à 2 mA continus à un système de mesure de la modulation. Le principe retenu est la mise en mémoire provisoire des valeurs crêtes de la modulation, de façon à permettre à un système électromécanique (vu-mètre à cadre mobile) d'afficher les valeurs réelles de pointes que sa constante de temps mécanique ne lui permet pas d'atteindre habituellement.

La constante de temps de cette mémorisation est déterminée par un circuit RC branché sur la borne 7 du circuit (1 MΩ – 0,1 μF sur la **fig. 3**).

Un circuit de décharge sélective permet de provoquer une décharge importante du condensateur-mémoire pour des tensions de sortie élevées (> 1,1 V), moins importante pour des tensions comprises entre 0,7 et 1,1 V et faible pour des tensions inférieures à 0,7 V.

La résistance à placer en série avec le vu-mètre permet l'étalonnage de celui-ci.

5) Circuit « anti-pop »

Il est destiné à éliminer les parasites de commutation lors du passage du mode enregistrement au mode lecture et vice-versa.

On utilise pour celà deux réseaux RC ; l'un est branché à la borne 6 (utilisé également par l'étage de contrôle automatique de niveau) ; l'autre est

branché sur la borne 3 (non mentionnée sur la **fig. 3)** et est constitué d'un condensateur (entre borne 3 et masse) d'environ 10 μF et d'une résistance (entre borne 3 et la commutation) d'environ 10 kΩ.

Applications types

La **figure 4** donne le schéma d'application typique du circuit LM1818 dans un système enregistreur-lecteur de bande simple.

La **figure 5** donne une version stéréophonique utilisant donc deux circuits LM1818.

Application à un combiné radio-cassette AM/FM

Cette application met en œuvre quatre circuits intégrés (LM1818, LM390, TBA120S et LM1820).

Le schéma de principe complet de ce système est donné à la **figure 6.**

La partie radio utilise les circuits intégrés TBA120S pour la gamme FM et LM1820 pour la partie AM, ici en gamme PO.

La partie cassette est évidemment réalisée autour du LM1818.

L'amplificateur de puissance en sortie utilise le circuit intégré LM390N.

On remarquera que le sélecteur de gamme AM-FM réintroduit la modulation dans le TBA 120 S (borne 4). En effet, un transistor interne à ce circuit est utilisé pour former un étage amplificateur de 25 dB dont la sortie est sur la borne 3 du TBA 120 S et destiné à compenser la différence de niveau avec les autres sources de modulation.

Performances

1) Section « cassette »

- Tension d'alimentation : 6 V.
- Courant consommé : 6 mA.
- Bruit équivalent des préamplis : 0,36 μV.

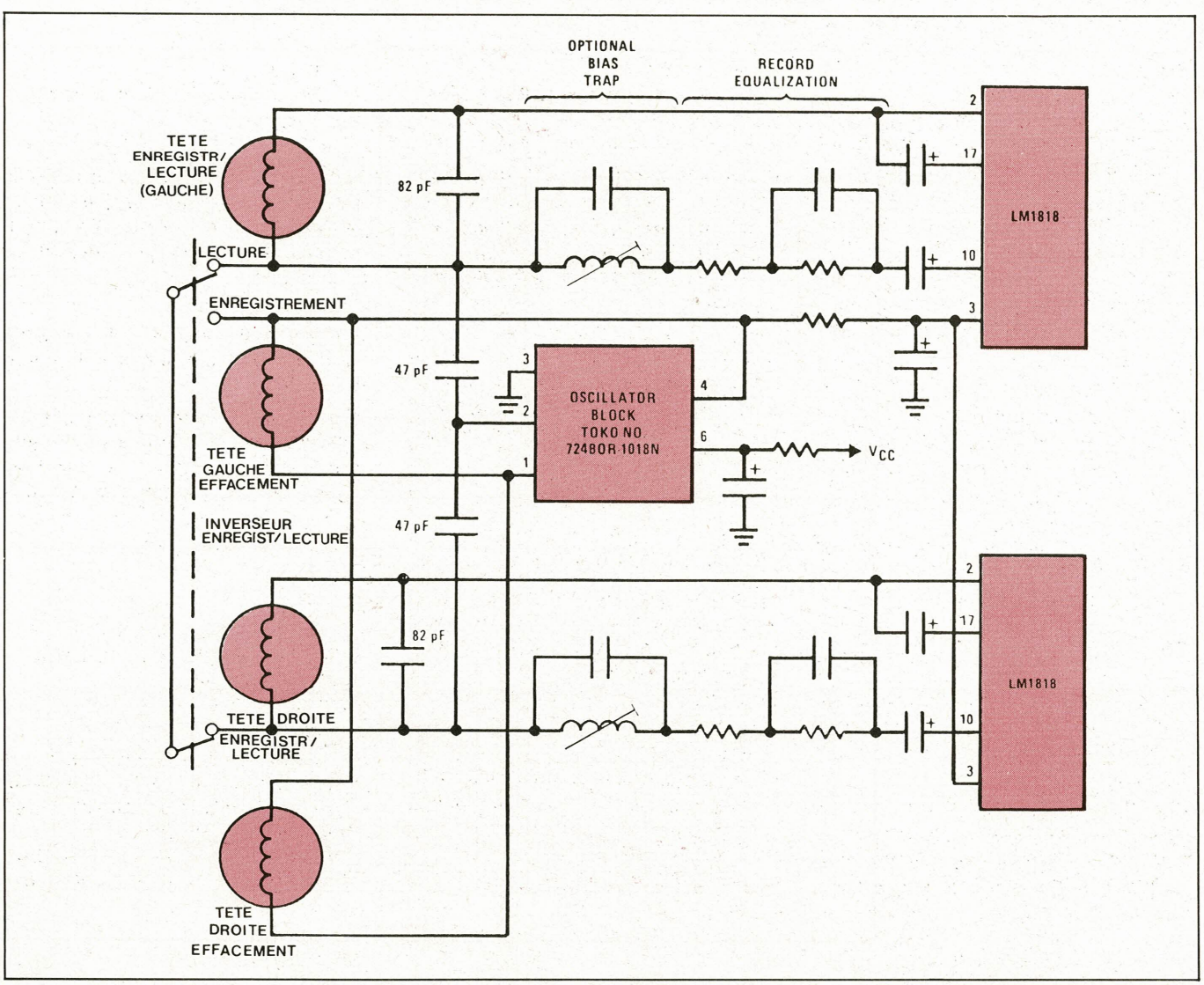


Fig. 5

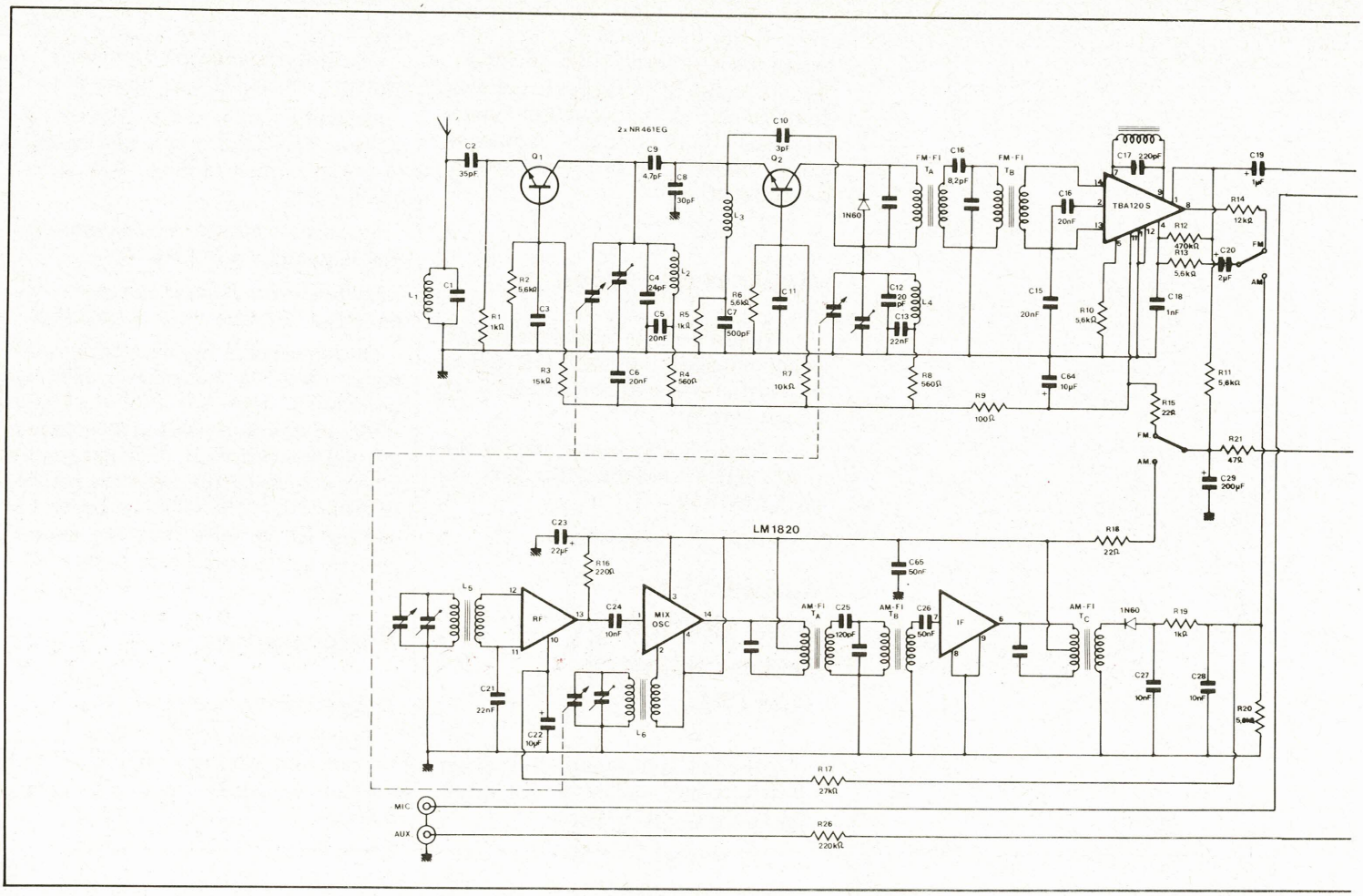


Fig. 6

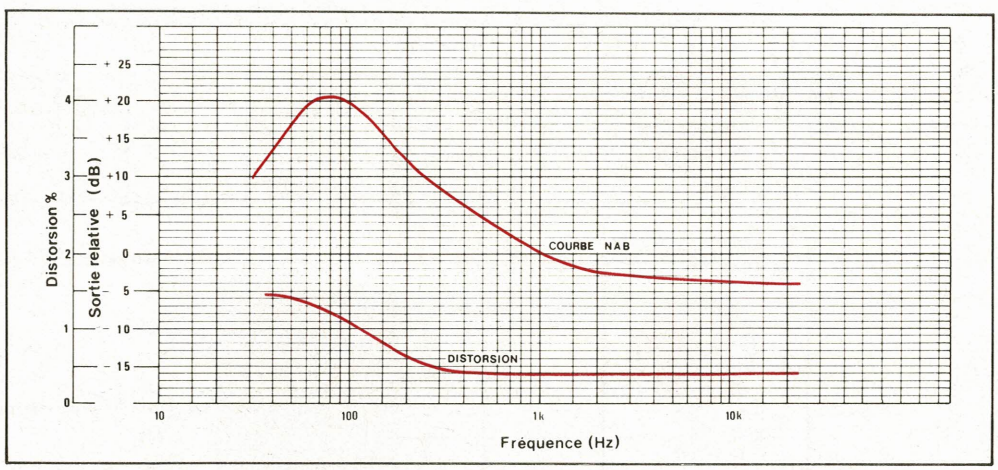


Fig. 7

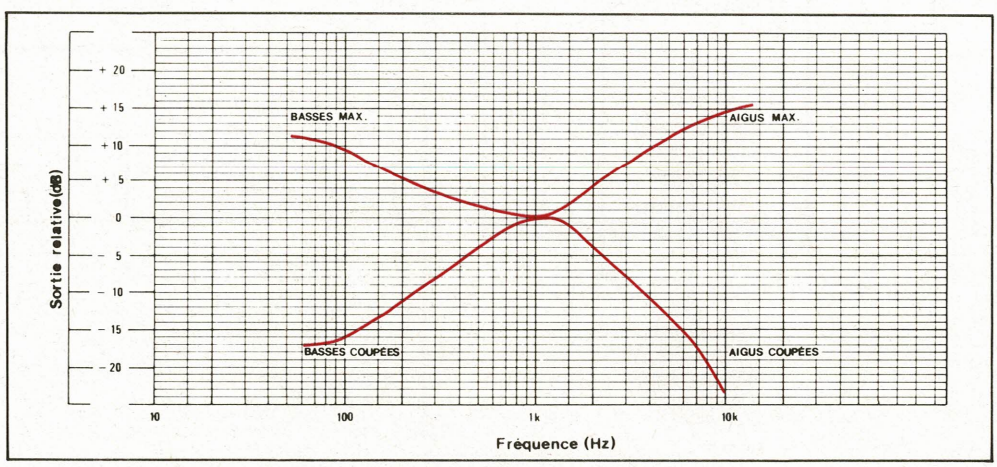
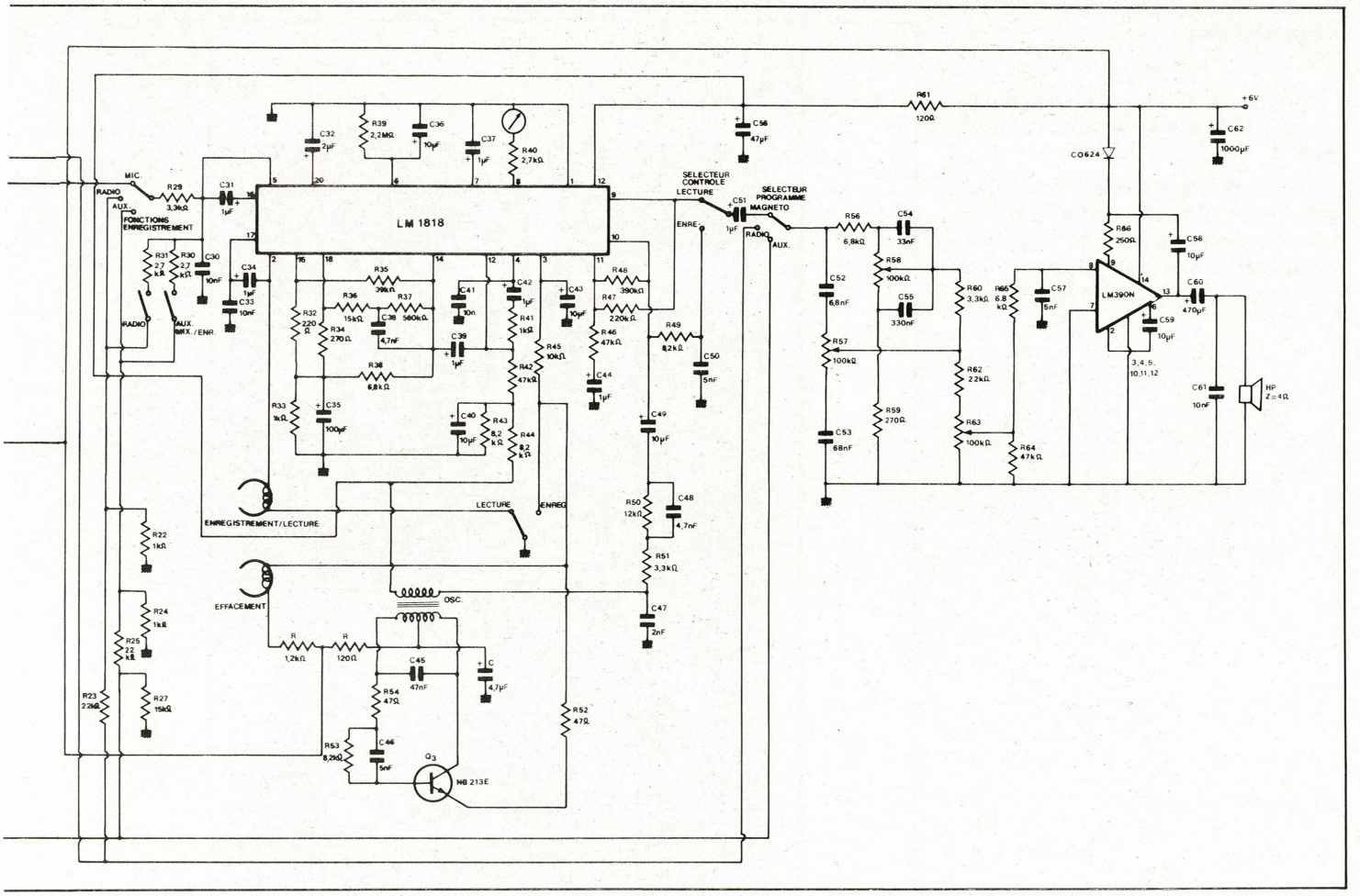


Fig. 8



– Réponse en fréquence de l'amplificateur d'enregistrement 30 Hz à 27 kHz à – 3 dB pour un niveau d'entrée de 3 mV.
– Caractéristique de la courbe de lecture (NAB) : voir **figure 7**.
– Distorsion de l'amplificateur de lecture : voir également **figure 7**.

2) Section « ampli de sortie »

– Tension d'alimentation : 6 V.
– Puissance de sortie pour 10 % de distorsion : 1 W.
– Caractèristique des contrôles de tonalité : voir **figure 8**.

3) Section « récepteur AM »

– Gamme de fréquences : 530 à 1650 kHz.
– Fréquence intermédiaire : 455 kHz.
– Paramètres relevés à 1 000 kHz : sensibilité max. : 140 μV ; rapport signal/bruit à sensibilité max. : 12 dB ; rapport signal/bruit à sensibilité 1 mV : 30 dB ; bande passante à 6 dB : 10 kHz.
– Réjection FI à 600 kHz (à sensibilité max. de 180 μV) : 29 dB.
– Réjection fréquence image à 1 400 kHz (à sensibilité max. de 150 μV) : 45 dB.

4) Section « récepteur FM »

– Gamme de fréquences : 87,5 à 108,5 MHz.
– Fréquence intermédiaire : 10,7 MHz.
– Sensibilité max. à 88 MHz : 0,9 μV.
– Sensibilité max. à 98 MHz : 1 μV.
– Sensibilité max. à 108 MHz : 0,9 μV.
– Rapport signal sur bruit à sensibilité max. : à 88 MHz : 8 dB ; à 98 MHz : 11 dB ; à 108 MHz : 7,5 dB.
– Réjection FI à 88 MHz : 85 dB.
– Réjection fréquence image à 108 MHz : 30 dB.
– Bande passante à 6 dB à sensibilité max. : 155 kHz.
– Tension de sortie borne 3 (après passage dans l'étage supplémentaire du TBA120S) : 100 mV.
– Impédance de charge borne 3 : 2,7 kΩ.

Réalisation

L'électronique de ce combiné radiocassette tient sur deux circuits imprimés.

Le premier reçoit les sections récepteur AM et FM ; le second reçoit les sections magnétophone et amplificateur de sortie. Ces deux circuits et leur implantation sont donnés aux **figures 9 et 10.**

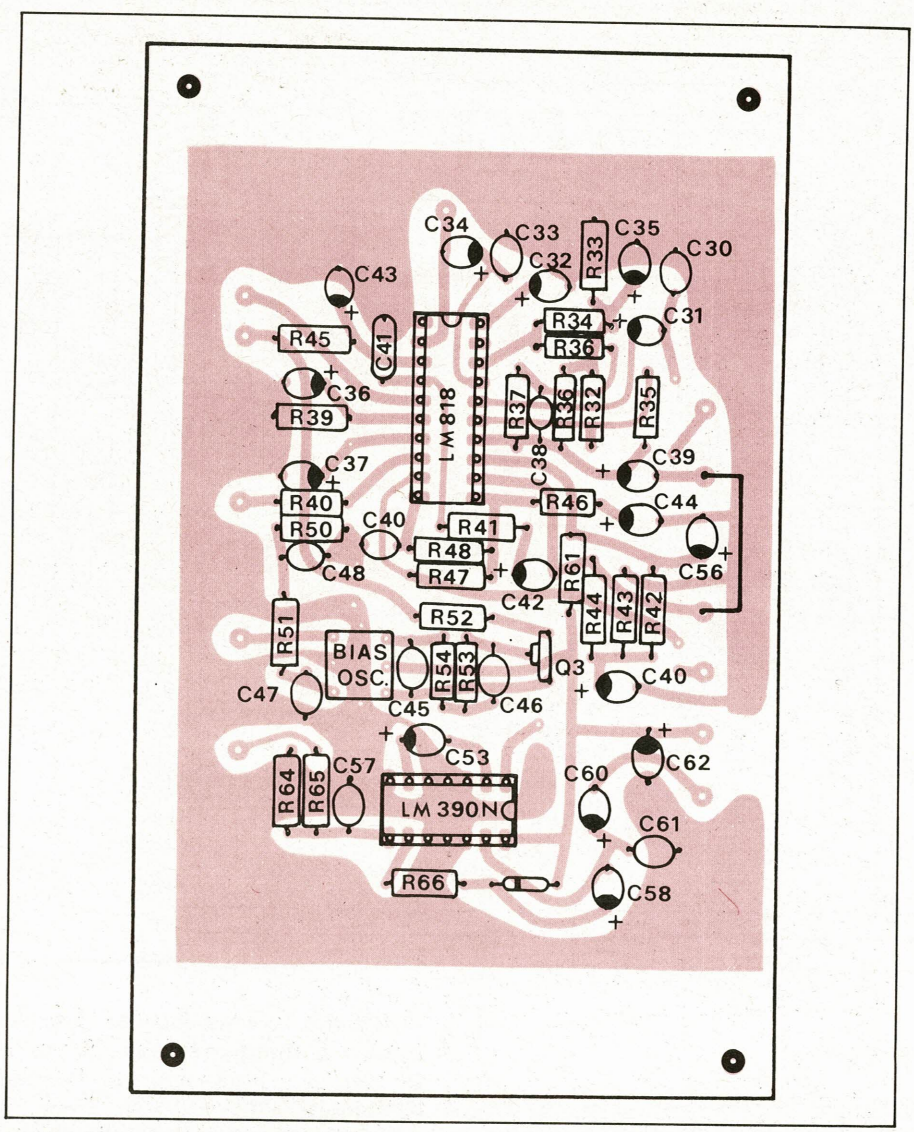
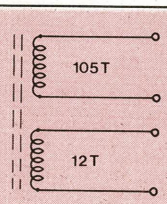


Fig. 9

Les bobinages

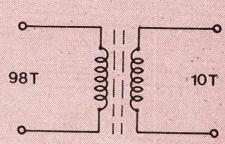
La valeur des bobinages à utiliser est fournie dans les figures suivantes :

- **Figure 11** : cadre pour AM 525 à 1650 kHz (L5)
- **Figure 12** : oscillateur AM (L6)
- **Figure 13** : fréquences intermédiaires 455 kHz A et B pour AM.
- **Figure 14** : fréquences intermédiaires 455 kHz C pour AM.
- **Figure 15** : oscillateur d'effacement magnétophone.
- **Figure 16** : antenne FM (L1).
- **Figure 17** : L2 (réjection RF).
- **Figure 18** : L3 (réjection FI).
- **Figure 19** : oscillateur local FM (L4).
- **Figure 20** : self du détecteur FM.
- **Figure 21** : fréquence intermédiaire A ou B en FM.



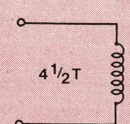
L = 650µH
Qu = 250

Fig. 11



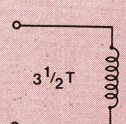
L = 360µH
Qu = 110

Fig. 12



Calibre fil : SWG 20
Ø = 4 mm
F = 87 - 109MHz

Fig. 16



Calibre fil : SWG 20
Ø = 4 mm
F = 87 - 109MHz

Fig. 17

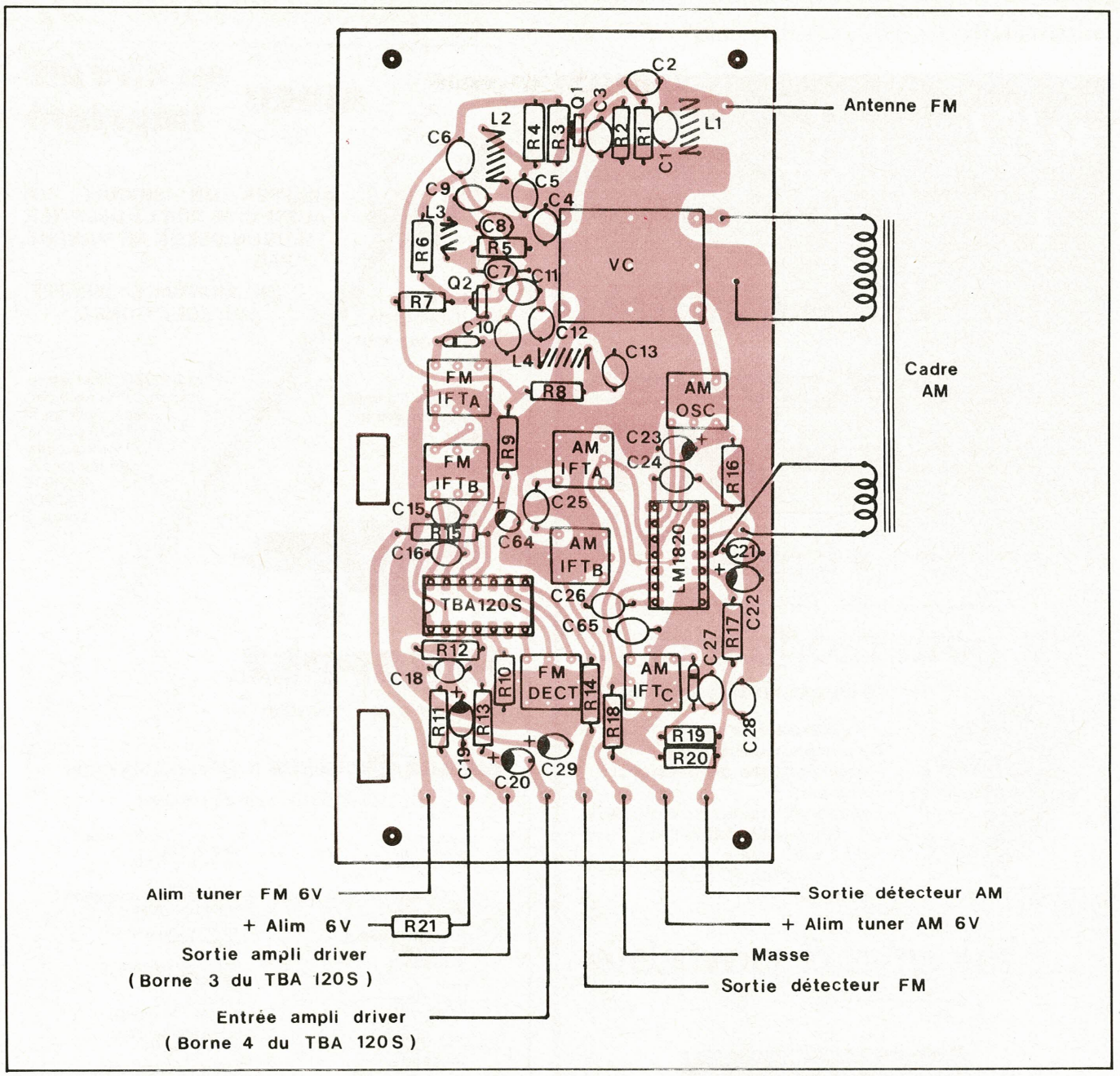


Fig. 10

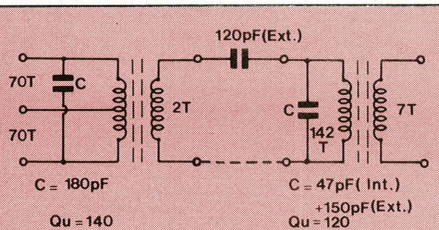


Fig. 13

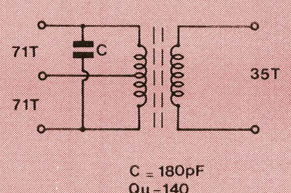


Fig. 14

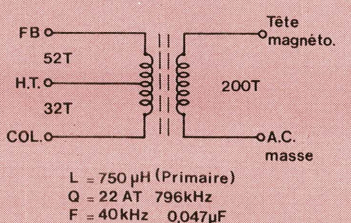
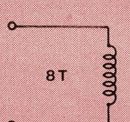
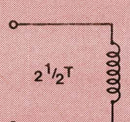


Fig. 15



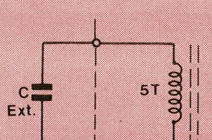
Calibre fil : SWG 32
Ø = 3 mm
F = 10,7MHz

Fig. 18



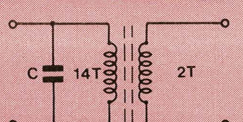
Calibre fil : SWG 20
Ø = 4 mm
F = 87-109MHz

Fig. 19



Q = 110
F = 10,7MHz
C = 330pF

Fig. 20



Q = 110
F = 10,7MHz
C = 50pF

Fig. 21

une mesure d'avance

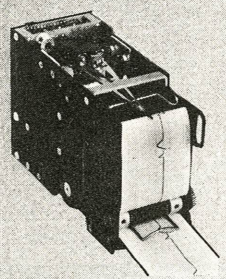
le choix de qualité :

les enregistreurs graphiques MFE

de 1 à 8 pistes

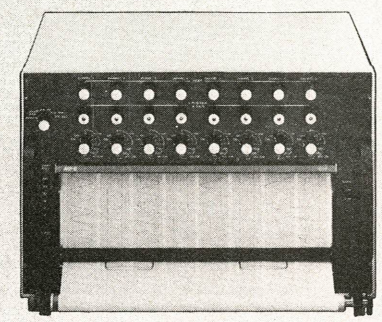
du petit modulaire ...

Miniature M1 - 40 DCM



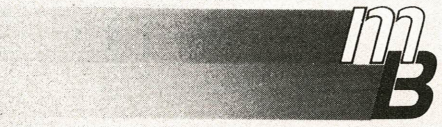
- 1 piste de 40 mm à inscription thermique
- galvanomètre de précision asservi
- préamplificateur incorporé
- 4 vitesses de défilement de 1 à 50 mm/s
- Alimentation 10 à 14 V continu

... au grand portable



1800

- 8 pistes de 40 mm à inscription thermique
- galvanomètres de précision asservis
- préamplificateurs incorporés
- 21 vitesses de défilement de 1 mm/h à 100 mm/s
- marqueur d'événements et base de temps
- version portable ou rack



électronique

Z.A.C. de Buc - B.P. 31 - 78530 BUC
Tél.: 956.81.31 - Télex 695.414

CB birgépub 592

ADIEU au circuit imprimé

WRAPPER UN CIRCUIT VA AUSSI VITE QUE LE DESSINER . MAIS UN DESSIN NE MARCHE PAS.

UN MONTAGE WRAPPÉ, LUI, FONCTIONNE.

Pour réaliser des dizaines de circuits que vous faut-il ?

Une plaque perforée, des picots à wrapper, l'outil P 180.

L'outil P 180, à bobine incorporée relie les picots à wrapper par un fil isolé qu'il dénude, enroule, établissant le contact.
RAPIDE
FACILE
FIABLE

WRAPPEZ

avec cet outil " miracle ".

TEKELEC TA AIRTRONIC B.P. N°2, 92 310 SEVRES

Vente exclusive par distributeurs

RADIO MJ
75005 PARIS
Tél. 336-01-40

ACER
75010 PARIS
Tél. 770-28-31

ST QUENTIN RADIO
75010 PARIS
Tél. 607-86-39

DAP
75003 PARIS
Tél. 271-37-48

FANATRONIC
75015 PARIS
Tél. 306-93-69

FANATRONIC
92000 NANTERRE
Tél. 306-93-69

HOBBYTRONIC
92270 BOIS COLOMBES
Tél. 242-36-45

LES CYCLADES
Gare de Lyon
75012 PARIS

BH ELECTRONIQUE
92220 BAGNEUX

TPE
75010 PARIS
Tél. 206-13-11

OMNITECH. BOUTIQUE
75018 PARIS

CIBOT RADIO
75012 PARIS
Tél. 346-63-76

PENTASONIC
75016 PARIS
Tél. 524-23-16

RADIO VOLTAIRE
75011 PARIS

RADIO PRIM
75011 PARIS

PARINOR
75010 PARIS

BERIC
92000 MALAKOFF
Tél. : 657-68-33

EUREKA ELECTRONIQUE
8000 AMIENS
Tél. 16-22-91-52-39

AQUITAINE
COMPTOIR DU LANGUEDOC
31000 TOULOUSE

TOUT POUR LA RADIO
69003 LYON

RADIO SELL NEDELEC
29200 BREST

ALSAKIT
67000 STRASBOURG

ELECTRON BELFORT
90000 BELFORT

FACHOT ELECTRONIC
56000 METZ

COMPTOIR ELECTRONIQUE
11100 NARBONNE

SELECTRONIQUE
59000 LILLE
Tél. 16-20-55-98-98

ELECTROME
33000 BORDEAUX
Tél. 52-41-11

LDRT
69009 LYON

E C A ELECTRONIQUE
26500 BOURG LES VALENCE

AUX COMPOSANTS ELECTRONIQUES
68000 COLMAR

ESTRONIC
68270 WIHENHEIN

DECOCK
59000 LILLE
Tél. 57-76-34

SOLISELEC
33000 BORDEAUX

L'ISCO
38000 GRENOBLE

RADIO PIECES DELAHAYE
35000 RENNES

ST RADIO ELECTRONIQUE DU CENTRE
63800 COURNON D'AUVERGNE

DAHMS
67000 STRASBOURG

731 TP

La télésurveillance d'installations ou de locaux est une technique largement utilisée dans l'industrie chaque fois qu'un gardiennage individuel de chaque point stratégique s'avère irréalisable. Des lignes de mesure spécialisées sont souvent utilisées dans ce but, mais cette solution présente l'inconvénient d'être coûteuse. Dans bien des cas, cependant, un réseau téléphonique commuté (privé ou même public) dessert à la fois les points à surveiller et la salle de surveillance.

Transmetteur téléphonique d'alarmes

Notre but sera ici de montrer comment un appareillage relativement simple permet de tirer parti d'un branchement téléphonique existant pour déporter à une distance quelconque une information d'alarme pouvant provenir d'une sécurité de processus industriel (thermocontact, monocontact, fin de course etc.) ou d'une centrale d'alarme antivol.

Signalons d'entrée qu'une homologation est nécessaire avant tout branchement sur le réseau PTT, conformément à la réglementation en vigueur.

Principe général de l'appareil

Prenons comme hypothèse de départ que l'information d'alarme est disponible sous forme de la fermeture fugitive d'un contact. D'autres formes d'information pourraient facilement être ramenées à ce cas simple.

Dès la fermeture du contact, l'appareil doit amorcer un cycle dont le but est d'appeler automatiquement un numéro préprogrammé et de diffuser dès la réponse soit une tonalité caractéristique, soit un message enregistré sur bande, soit un signal sonore codé pouvant être identifié par un répondeur automatique spécial. La sécurité du système exige qu'en cas de non réponse ou d'occupation du poste demandé, le cycle soit renouvelé autant de fois que nécessaire, ou encore qu'un autre numéro soit composé, selon un ordre de priorité précédemment établi et programmé. Par contre, dès que le message aura pu être transmis, l'appareil devra retourner en mode « attente » afin d'être en mesure de transmettre une autre alarme si nécessaire.

La **figure 1** donne le synoptique général de l'appareil décrit dans ces pages, permettant ainsi de comprendre le fonctionnement d'ensemble des circuits.

L'impulsion d'entrée positionne à « 1 » une bascule RS de conception particulière sur laquelle nous reviendrons ultérieurement. Cette bascule mémorise l'alarme jusqu'à ce que celle-ci ait pu être transmise. Par l'intermédiaire d'une porte OU, cette bascule attaque un ampli de puissance alimentant ainsi le moteur d'un lecteur de cassettes contenant une cassette sans fin sur laquelle est enregistrée une tonalité d'environ 800 Hz, hachée au rythme de la numérotation à composer. Dès le début du défilement de la bande, le démodulateur colle un relais dans le circuit d'interface réseau, ce qui a pour effet de prendre la ligne. Après un temps suffisant pour que la présence d'une tonalité soit certaine, la cassette fait battre le relais au rythme du numéro enregistré. Ce numéro peut être composé d'un nombre quelcon-

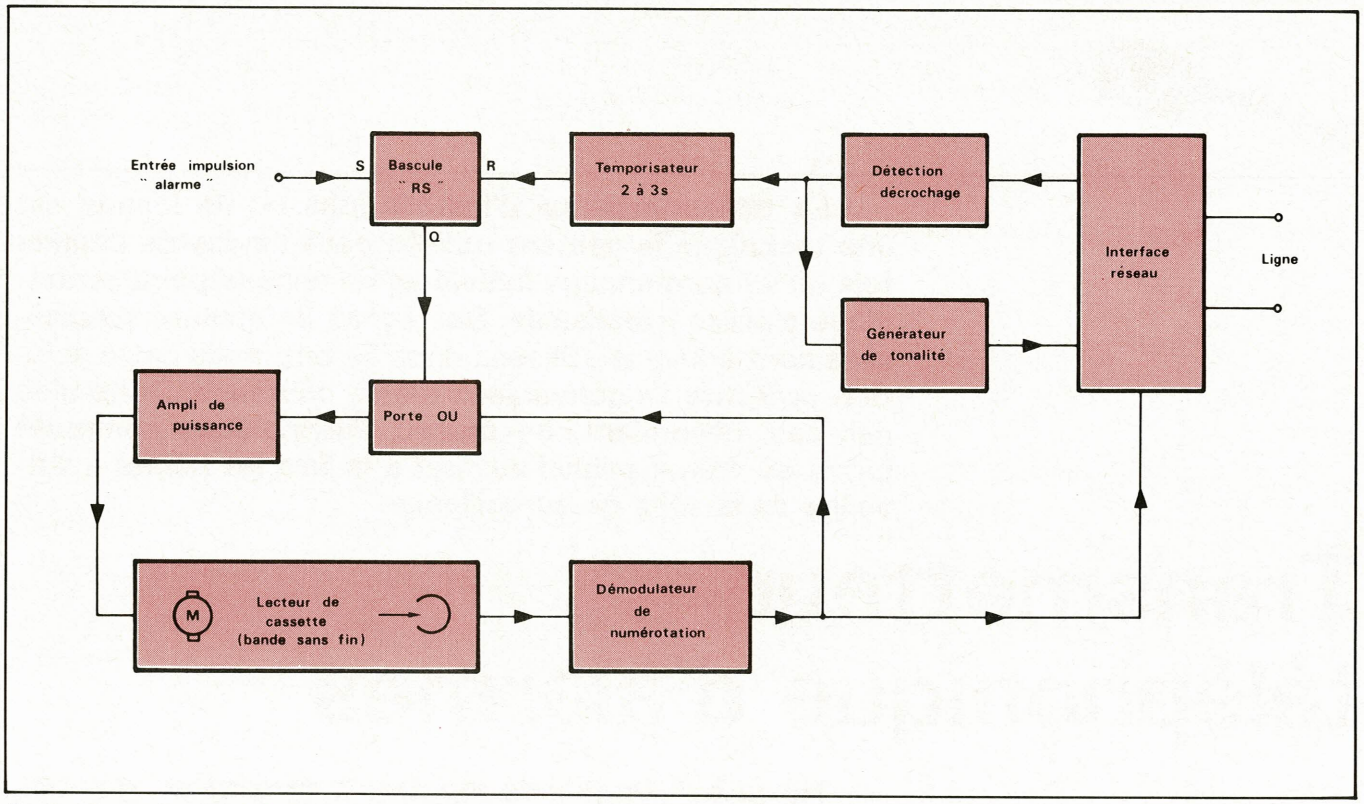


Fig. 1. – Synoptique général de l'appareil. Le générateur de tonalité peut être remplacé par un magnétophone diffusant un message ou par un circuit de codage.

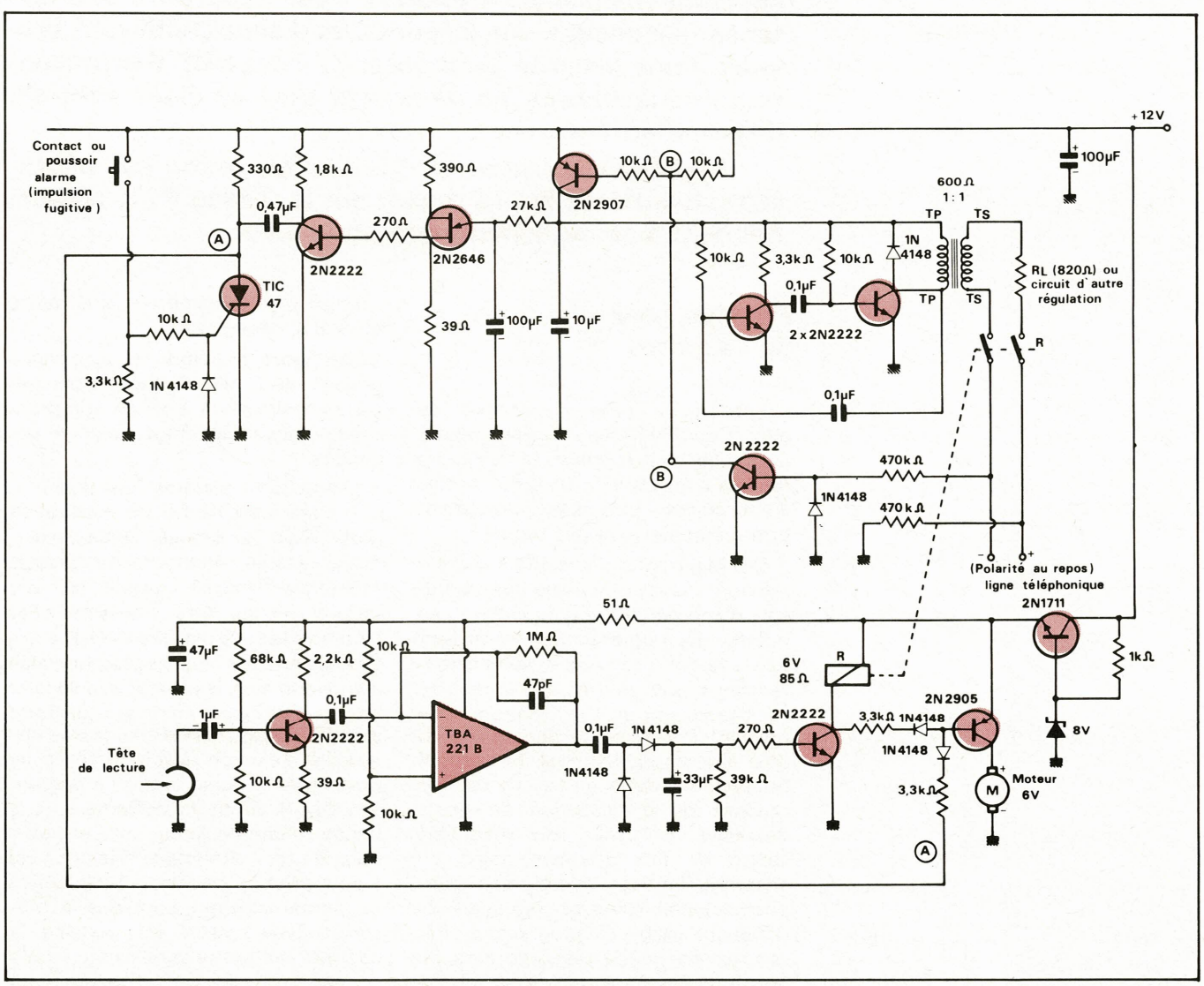


Fig. 2. – Schéma de principe complet.

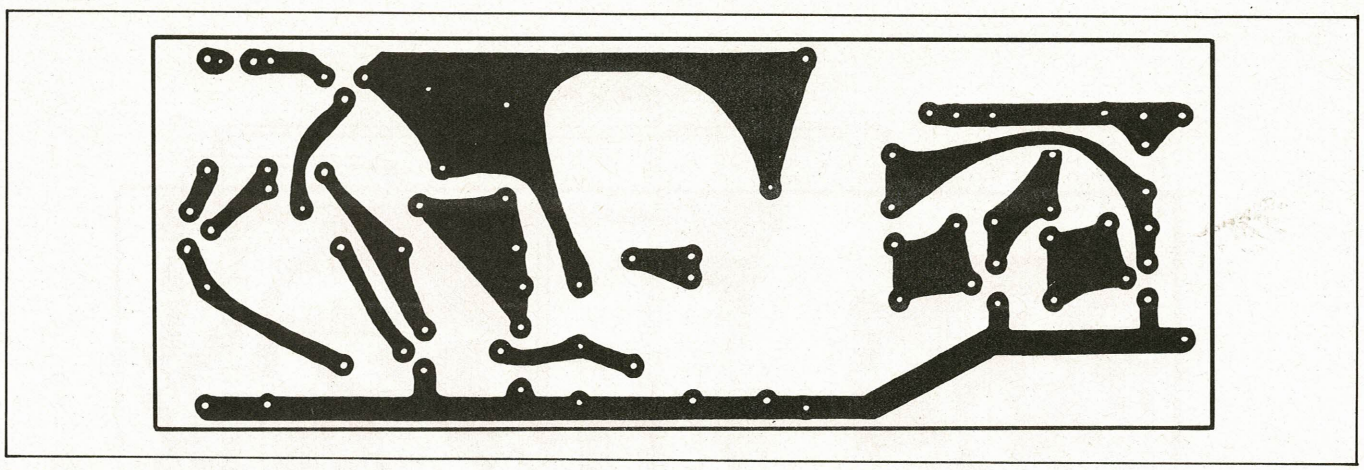


Fig. 3. – Gravure du circuit « mémoire alarme ».

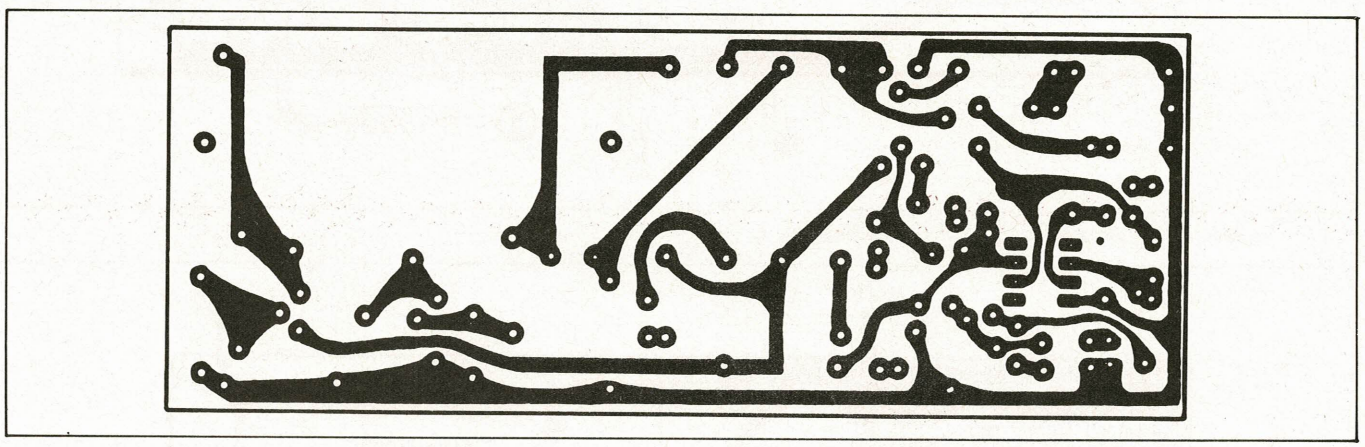


Fig. 4. – Gravure du circuit « numéroteur ».

que de chiffres, avec ou sans attente de tonalités intermédiaires (ligne extérieure, interurbain, etc.). Seule la durée de la cassette limite la durée du cycle qui peut donc être aussi long que nécessaire. Après la numérotation, la tonalité persiste sur la bande pendant un temps permettant l'aboutissement de l'appel et un certain nombre de coups de sonnerie. Un blanc est ensuite ménagé correspondant à un raccrochage d'une dizaine de secondes environ avant le retour du début de la cassette ou encore l'enregistrement d'un second numéro d'appel. En cas de non réponse, les appels se succèdent donc sans relâche.

Par contre, dès que le poste demandé se trouve décroché, l'inversion de polarité que ceci entraîne sur la ligne est détectée par un circuit spécial qui remet à zéro la bascule de mémorisation d'alarme au bout d'un temps de 2 à 3 secondes, suffisant à l'interprétation de l'alarme. Ce temps pourraît, si nécessaire, être augmenté sans problème particulier. L'alarme étant ainsi acquittée, la bande continue sa rotation jusqu'à disparition de la tonalité enregistrée puisque celle-ci agit directement sur le moteur, grâce à la porte OU précédente.

Ceci garantit que la bande redémarrera au bon endroit lors de la prochaine alarme. Dès l'arrêt du moteur, la ligne se trouve libérée, ainsi d'ailleurs que lors de n'importe quelle avarie au niveau du lecteur de cassette. Ceci permet de remplir l'une des plus importantes conditions du cahier des charges PTT, tout en assurant la sécurité de l'exploitation si plusieurs transmetteurs se partagent la même ligne avec un ordre de priorité bien établi empêchant toute fausse manœuvre.

Le schéma de principe

La **figure 2** montre que le schéma de principe complet reste relativement simple, malgré une grande fiabilité, essentiellement due à la conception de la bascule, utilisant un thyristor et un transistor d'extinction de celui-ci. Cette bascule ne présente aucune ambiguïté d'état à la mise sous tension et bénéficie d'une excellente immunité aux parasites industriels, en raison de l'énergie assez importante des signaux nécessaires à sa commande. La porte OU est constituée de deux diodes attaquant un transistor 2N2905 servant d'ampli de puissance pour le moteur.

Le démodulateur amplifie le signal de la tête au moyen d'un transistor suivi d'un ampli opérationnel. Le signal ainsi amplifié (mais pas nécessairement écrêté) est redressé par deux diodes et filtré avant d'attaquer le transistor commandant le relais de prise de ligne et numérotation, ainsi que la porte OU.

Le circuit d'interface réseau comporte un transfo de ligne dans le secondaire duquel est prévue une résistance ou mieux un circuit d'autorégulation à TPE ou TPH (thermistance CTP) fixant le courant de boucle à sa valeur nominale. La détection de décrochage se fait grâce à un transistor polarisé en inverse par deux résistances de 470 kΩ ne chargeant pas la ligne de façon gênante, avec diode de protection. L'inversion de polarité vient saturer le transistor qui peut ainsi commander l'alimentation de la temporisation acquittant l'alarme et du générateur de tonalité. Ce dernier, qui, sur notre maquette n'est qu'un simple multivibrateur, peut être remplacé sans autre forme de procès par un lecteur de cassettes diffusant un message parlé ou par un circuit de codage travaillant entre 300 et 3 400 Hz.

Le temporisateur est bâti autour d'un UJT 2N2646 qui délivre au bout du temps fixé par le réseau 27 kΩ/100 μF l'impulsion d'extinction du thyristor, remettant la bascule à zéro. Dans le cas d'une éventuelle modification de cette temporisation, on agira exclusivement sur la résistance, en conservant la valeur de 100 μF.

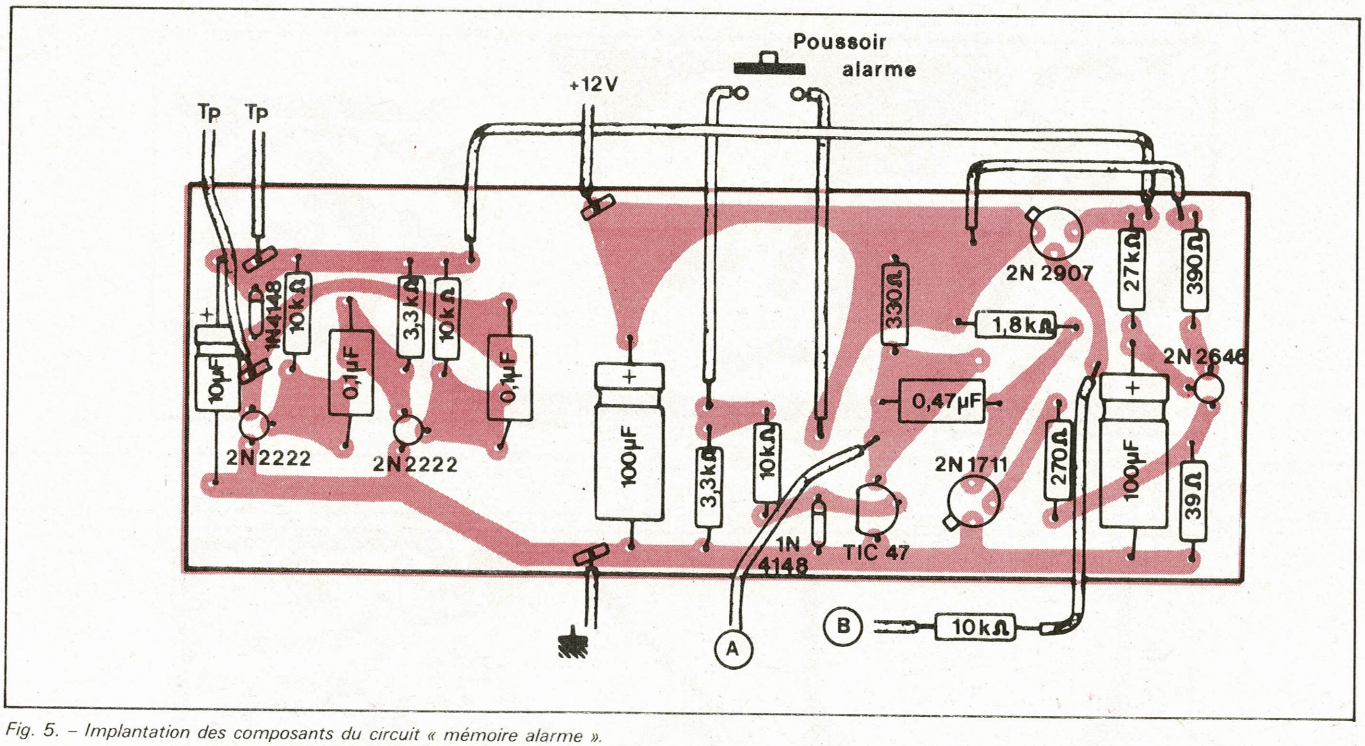


Fig. 5. – Implantation des composants du circuit « mémoire alarme ».

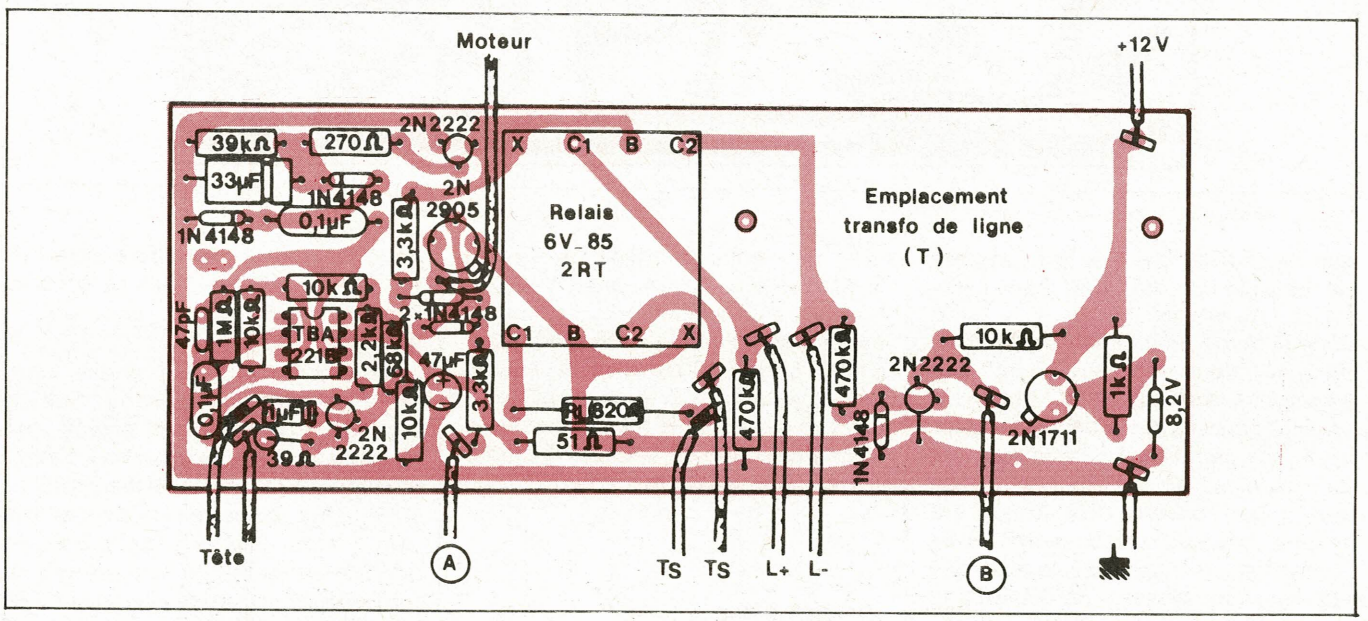


Fig. 6. – Implantation du circuit « numéroteur ».

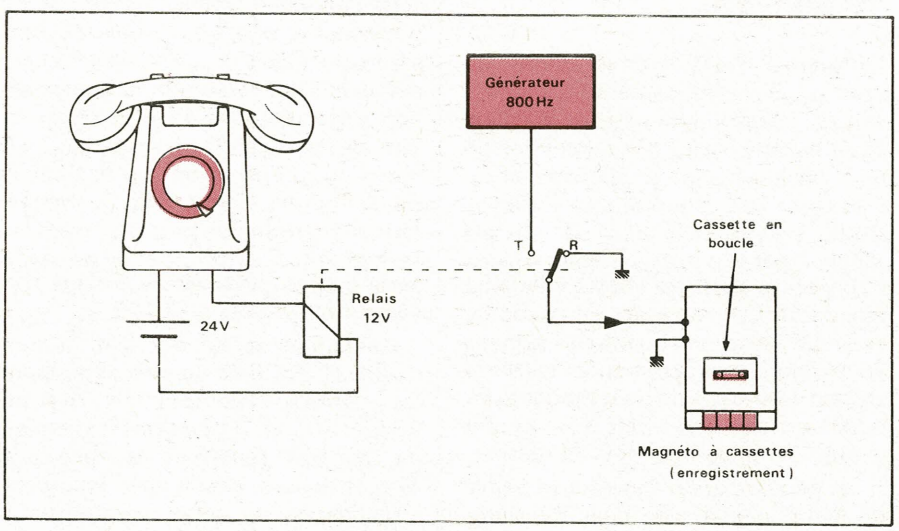
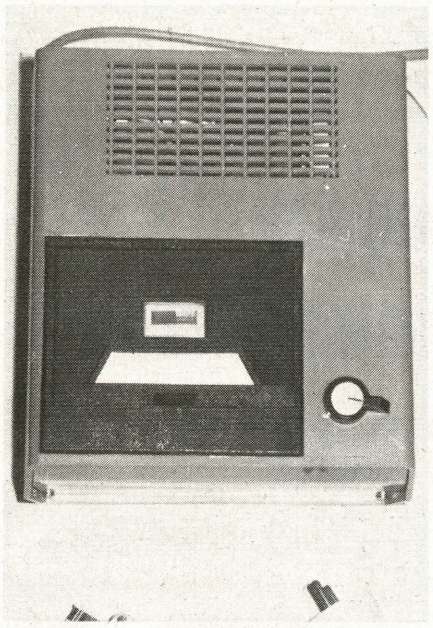


Fig. 8. – Enregistrement d'une cassette. 1) Décrocher et composer le numéro à enregistrer. 2) Avant de raccrocher, attendre un temps suffisant pour garantir l'aboutissement de l'appel et un nombre suffisant de coups de sonnerie.

Le démodulateur amplifie le signal de la tête au moyen d'un transistor suivi d'un ampli opérationnel. Le signal ainsi amplifié (mais pas nécessairement écrêté) est redressé par deux diodes et filtré avant d'attaquer le transistor commandant le relais de prise de ligne et numérotation, ainsi que la porte OU.

Le circuit d'interface réseau comporte un transfo de ligne dans le secondaire duquel est prévue une résistance ou mieux un circuit d'autorégulation à TPE ou TPH (thermistance CTP) fixant le courant de boucle à sa valeur nominale. La détection de décrochage se fait grâce à un transistor polarisé en inverse par deux résistances de 470 kΩ ne chargeant pas la ligne de façon gênante, avec diode de protection. L'inversion de polarité vient



L'appareil terminé.

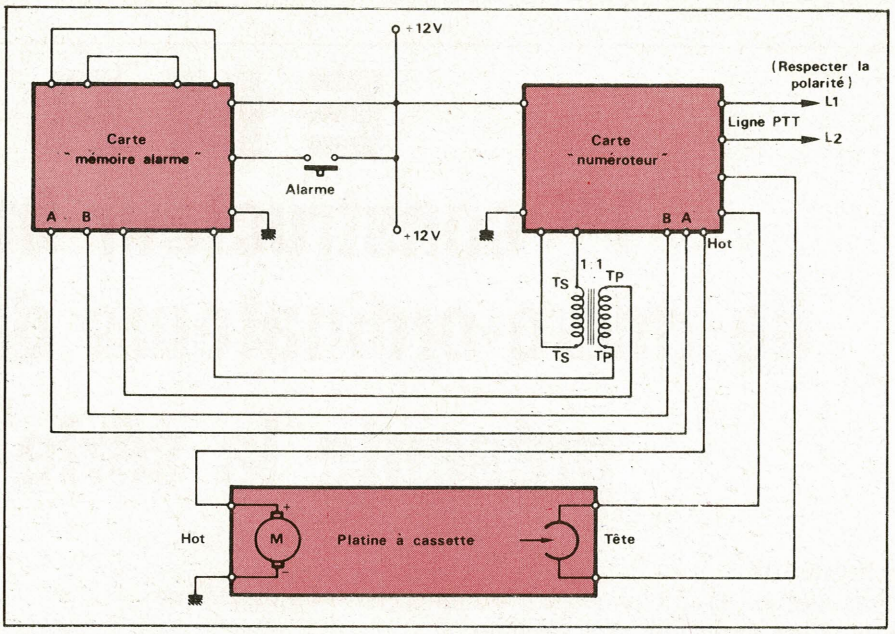
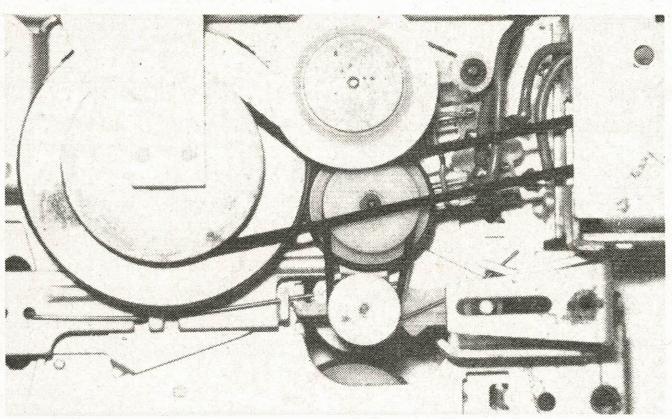


Fig. 7. – Schéma général d'interconnexions.

Une cassette sans fin permet de renouveler l'appel aussi longtemps que nécessaire.



Toute mécanique de lecteur de cassettes peut être utilisée dans cette application.

saturer le transistor qui peut ainsi commander l'alimentation de la temporisation acquittant l'alarme et du générateur de tonalité. Ce dernier, qui sur notre maquette n'est qu'un simple multivibrateur, peut être remplacé sans autre forme de procès par un lecteur de cassettes diffusant un message parlé ou par un circuit de codage travaillant entre 300 et 3 400 Hz.

Le temporisateur est bâti autour d'un UJT 2N2646 qui délivre au bout du temps fixé par le réseau 27 kΩ/ 100 µF l'impulsion d'extinction du thyristor, remettant la bascule à zéro. Dans le cas d'une éventuelle modification de cette temporisation, on agira exclusivement sur la résistance, en conservant la valeur de 100 µF.

Réalisation pratique

L'appareil peut être câblé sur deux cartes imprimées de dimensions 52 x 142 mm dont les **figures 3 et 5** donnent le dessin des pistes. L'implantation est indiquée sur les **figures 5 et 6**.On remarquera deux straps sur la carte « mémoire alarme », dont l'utilité ne semble pas évidente. Ils sont prévus pour permettre une modification simple du comportement du temporisateur acquittant l'alarme si le fonctionnement souhaité l'exige (acquit automatique même en cas de non réponse au bout d'un temps préétabli etc.).

La carte « numéroteur » est prévue pour accueillir le relais (6 V 85 Ω 2 RT ou 2T) et le transfo de ligne (600 Ω/600 Ω). La place est suffisante pour permettre l'emploi de tous les types courants. L'interconnexion des cartes entre elles et avec les éléments extérieurs (platine à cassettes, alimentation, ligne etc.) est indiquée **figure 7**. L'alimentation se fait en 12 V. Selon la sécurité de fonctionnement nécessaire, on pourra choisir le secteur, des batteries ou encore des piles. Le raccordement à la ligne se fera en respectant la polarité, qui sera repérée au repos (poste raccroché). Le raccordement peut s'effectuer en parallèle sur le poste existant ou à sa place, selon les normes devant être respectées et le type d'exploitation envisagé.

La **figure 8** donne un exemple de montage permettant l'enregistrement sur cassette de n'importe quel numéro au moyen d'un poste téléphonique quelconque et d'un magnétophone à cassettes ordinaire.

Conclusion

Ce transmetteur d'alarme de réalisation simple et peu coûteuse est également très commode d'emploi. Plusieurs cassettes peuvent être enregistrées à l'avance selon les numéros devant être appelés et pouvant éventuellement varier d'un jour à l'autre. Une installation volante devient ainsi facile à installer pour toutes sortes de surveillances provisoires. L'alarme peut être donnée par un système de surveillance automatique (installation industrielle, système antivol) ou manuellement par le biais d'un simple bouton poussoir (personnes âgées, malades, gardiens en ronde etc.).

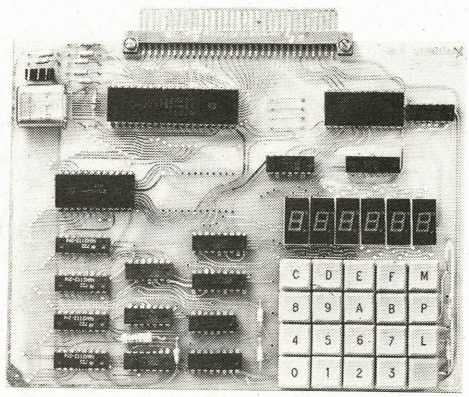
Sous réserve d'une homologation par les services officiels de l'appareil terminé, le principe retenu permet l'utilisation sur le réseau public aussi bien que sur les réseaux privés de caractéristiques semblables.

P. Gueulle

EMR

1er constructeur français de micro-ordinateurs domestiques présente la série 1 000

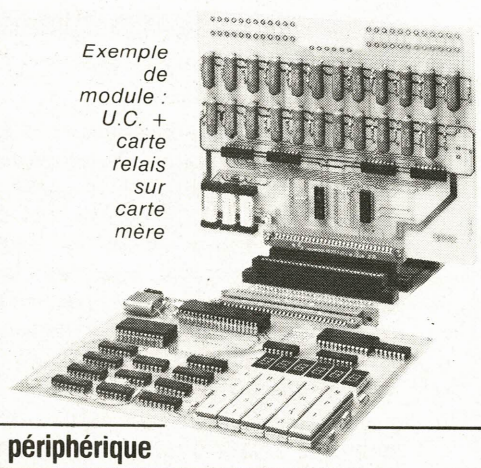
Applications :
- **Automatique,** de la chaîne de production au train électrique
- **Acquisition de données** et traitement
- **Petite gestion**
- **Jeux,** etc...



Prix en ordre de marche
1 150 F TTC
Prix en kit :
985 F TTC

L'unité centrale (1003)

- Alimentation unique + 5 V
- Microprocesseur Mos canal N, 8 bits parallèle type SC/MP II
- 512 octets de PROM (+ 512 en option)
- 256 octets de RAM (+ 256 en option)
- Clavier Hexadécimal + touches de fonction
- Affichage par 6 x 7 segments
- Connecteur imprimé 62 points
- Livré avec notice détaillée, carnet de programmation et des exemples de programmes



Exemple de module : U.C. + carte relais sur carte mère

Carte extension de bus-64 Koctets de mémoire (1100)
Carte mère (1025)
Interface cassette avec magnétophone (1040)
Carte mémoire mixte 4K PROM, 4K RAM (1050)
Carte relais (1036)
Carte à wrapper (1015)
Carte d'entrée 64 entrées (1064)
Carte de calcul scientifique (1075)
Interface télégraphique V 24 code Baudot (1080)
Carte mémoire dynamique 16 Koctets (1055)
Carte interface télétype transparent à tout code (1045)

PROM programmés, RAM, connecteurs, alimentations pour microprocesseurs et tout périphérique

Réseau de distribution

- **RTF/Distronique** à Neuilly
- **Facen** à Lille, Nancy, Strasbourg, Rouen
- **Debellé** à Fontaine
- **Fenner** à Genève
- **Pentasonic** à Paris

« Points micro »

(Revendeurs agréés pour leur compétence en micro-informatique)

— 5, rue Maurice Bourdet, 75016 Paris
— 13, rue Baptiste Marcet, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine
— 9 bis, rue du Bas Chamfleur, 63000 Clermont-Ferrand
— 6, rue des œillets, Rixheim
— 6, rue de la Loi, Mulhouse
— 32, rue Oberlin, Strasbourg

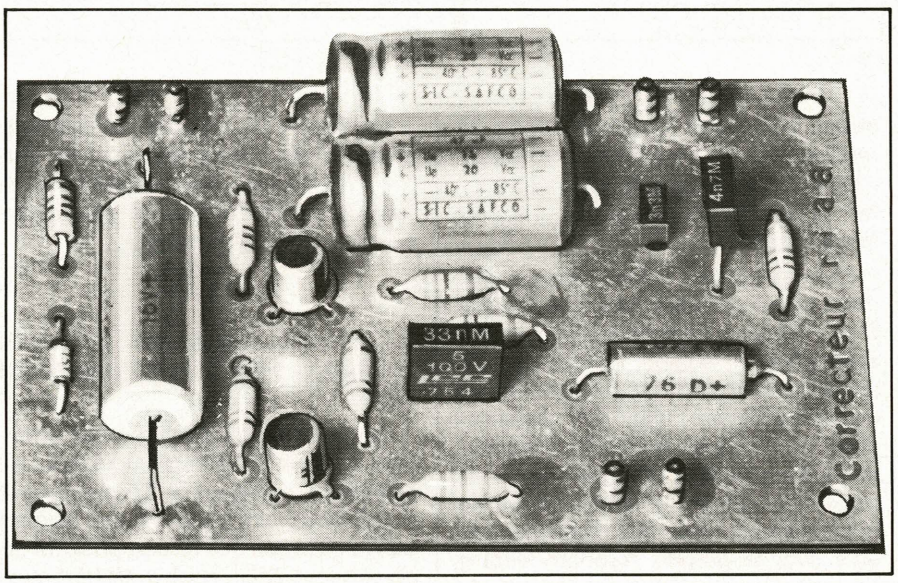
boutique EMR
183, avenue de Choisy, 75013 Paris
Métro : Place d'Italie
Tél. : 581-51-21
Vente par correspondance également (matériel assuré et envoi recommandé urgent)

Etude

Les descriptions de préamplificateurs pour P.U. magnétique sont très nombreuses et l'on retrouve, dans tous les cas, des explications limitées dont le support principal est la seule réponse corrigée en fréquence.

A partir du schéma « en discret » le plus classique qui soit, cet article donne au technicien une vue d'ensemble des calculs que nécessitent définition et choix des divers composants. On passe en revue les points de repos, le bruit, la distorsion, la précision sur le gain, la stabilité HF en boucle fermée... arguments qui sont largement étayés par des mesures concrètes.

Calcul simplifié des préamplificateurs R.I.A.A.



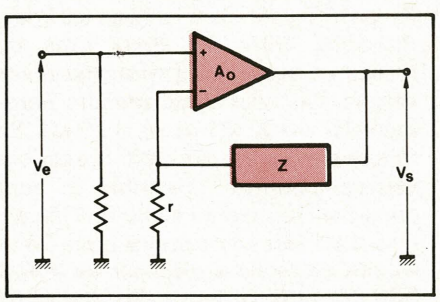


Figure 1

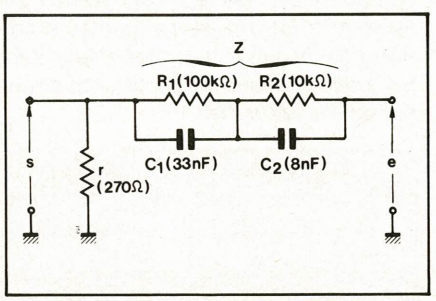


Figure 2

Rappels sur le réseau correcteur

Les têtes de lecture de type magnétique donnent une tension de sortie proportionnelle à la vitesse de déplacement du diamant dans la modulation du disque (0,5 mV/cm/s, dans la plupart des cas). Si l'on gravait à vitesse constante – ce qui simplifierait l'enregistrement comme la reproduction – la modulation verrait son amplitude augmenter lorsque diminue la fréquence, limitant soit la réponse dans les extrêmes graves, soit la durée d'audition disponible, d'où la nécessité d'une pre-

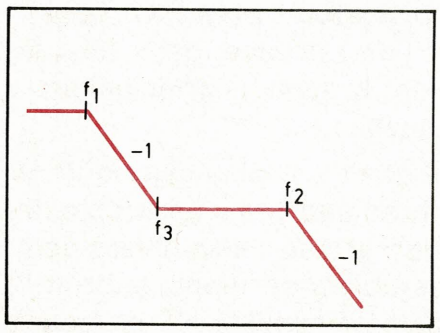


Figure 3

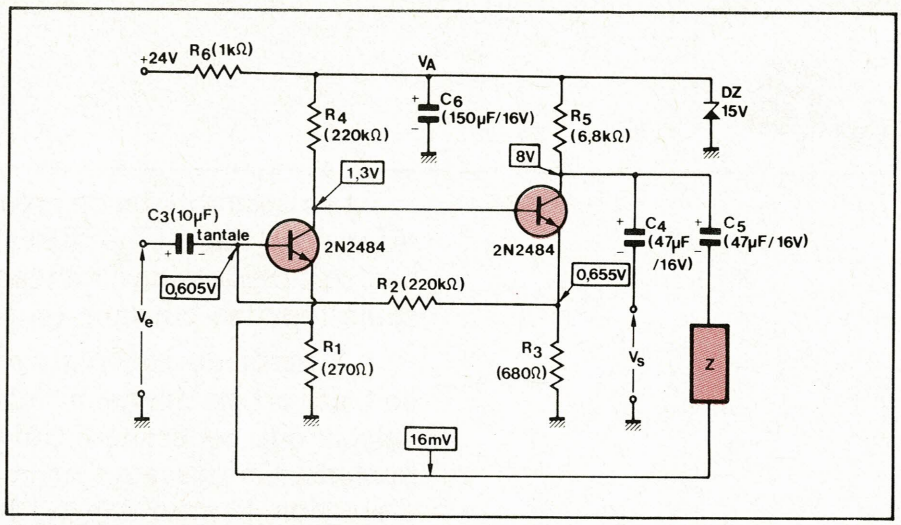


Figure 4

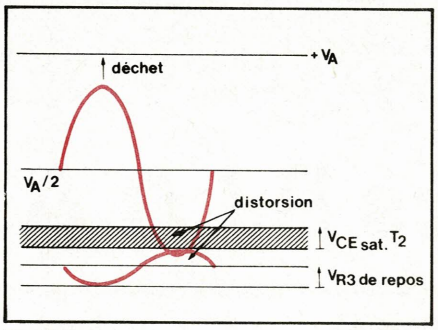


Fig. 5A

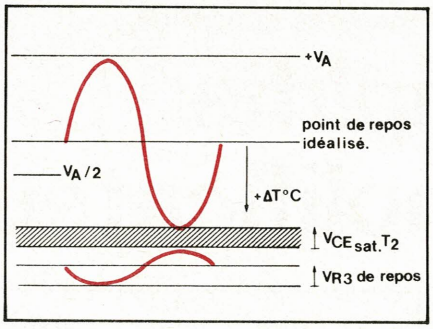


Fig. 5B

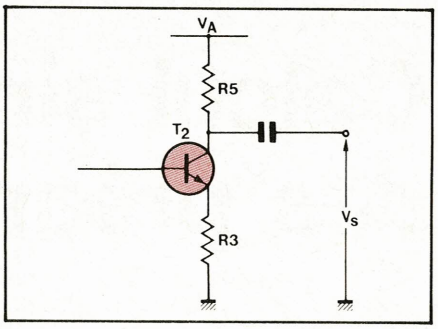


Figure 6

mière correction apportée dans la réponse. Une deuxième correction – celle-là dans les aiguës – doit intervenir pour l'amélioration du rapport signal/bruit.

L'enregistrement des disques doit donc suivre au mieux une courbe dite R.I.A.A. dont la publication C.E.I. n° 98, disponible à l'Union Technique de l'Electricité (U.T.E.), rappelle toutes les caractéristiques. Pour lire correctement un disque, le préamplificateur devra donc avoir la réponse inverse de cette courbe. L'ennui, dont on se garde bien de parler, vient des modifications qu'a subi le graphe standard depuis son adoption ; les résultats étant légèrement différents selon l'année d'édition des disques, essentiellement dans les graves. Le dernier rectificatif donne les points suivants :

Fréquence	Niveau
20 Hz	+ 16,3 dB
31,5	+ 17
50	+ 16,3
100	+ 12,9
315	+ 5,2
500	+ 2,6
1 000	0
2 000	– 2,6
3 150	– 5
5 000	– 8,2
10 000	– 13,8
16 000	– 17,7
20 000	– 19,6

La **figure 1** rappelle la méthode générale de contre-réaction qui permet n'importe quel modelé de la réponse en fréquence : le gain global en boucle fermée valant

$$\frac{Z + r}{r}$$

du moment que le gain en boucle ouverte (A_o) est très grand devant cette valeur.

Le réseau le plus utilisé pour effectuer la double correction R.I.A.A. est représenté en **figure 2**. De la valeur de r, qui nous est imposée par ailleurs, dérive celle des autres composants qui constituent Z. On choisit délibérément $R_1 \geqslant 10\ R_2$ afin de minimiser les interréactions entre les deux bras du réseau, ce qui évite les retouches après calculs. On peut donc prendre librement $R_1 = 100\ k\Omega$ et $R_2 = 10\ k\Omega$. En fait, ce choix n'est pas arbitraire car ces valeurs, comme l'ensemble Z, sont conditionnées par « r » afin que le gain global à 1 kHz soit compris entre 35 et 42 dB, de façon à disposer de 300 à 500 mV pour l'attaque des étages de puissance. De toutes façons, il ne faut pas trop exiger sur le gain en tension en boucle fermée si l'on veut une réponse correcte en fréquence.

Les valeurs notées en **figure 2** donnent trois fréquences de coupure, visibles sur la **figure 3** et qui sont :

$$f_1 = \frac{1}{2\ \pi\ .\ R_1\ .\ C_1} = 48{,}23\ \text{Hz} ;$$

$$f_2 = \frac{1}{2\ \pi\ .\ R_2\ .\ C_2} = 1989{,}5\ \text{Hz} ;$$

$$f_3 = \frac{1}{2\ \pi\ (R_1 // R_2)\ (C_1 + C_2)} = 427\ \text{Hz}.$$

Technologie des circuits et critères de choix

La configuration de la **figure 3** se prête très bien à l'utilisation des circuits intégrés ; elle a été néanmoins écartée, après de nombreuses tentatives, en raison du bruit et de la « sonorité » incorrects avec des éléments courants – donc peu coûteux. Dans les montages en « discret », il existe quatre ou cinq schémas intéressants dont nous avons retenu le plus classique qui est aussi celui qui pose le moins de problèmes de conception comme de mise au point.

Le choix de la tension d'alimentation V_A résulte de plusieurs compromis. Il est conditionné par l'excursion maximale de sortie – compte tenu de la chute de tension dans R_3, du $V_{CEsat.}$ de T_2 et des non-linéarités qui apparaissent au voisinage de la saturation ainsi que de la facilité d'adaptation (impédances) aux divers amplificateurs.

Pour rendre négligeable, devant l'amplitude totale de sortie, le bruit ramené par T_2, il est essentiel d'avoir le maximum de gain en tension dans

T_1. Pour cette raison, celui de T_2 a été muselé à environ 10 par la résistance de contre réaction « série d'intensité » : R_3 ($G \simeq R_5 / R_3$). La résistance R_4 (à couche métallique) détermine le courant collecteur de T_1. Elle vaut sensiblement :

$$\frac{V_A - V_{BE.2} - V_E}{I_{C.1} + I_{B.2}}$$

Sur la courbe $V_{BE}\, f(I_C)$, on a $V_{BE} \simeq 0{,}6$ V. I_{C1} a été choisi voisin de 70 μA afin de minimiser le bruit ; rappelons qu'il dépend essentiellement, et pour un même transistor, du courant collecteur et de la résistance de source (partie réelle de l'impédance), il est d'autant plus faible que R_S est faible.

R_5 conditionne la « raisonnable » résistance de sortie du montage afin de permettre toute adaptation, une faible consommation sur le collecteur de T_1 et un gain en tension (en boucle ouverte) suffisant et qui permette de conserver de bonnes caractéristiques lorsque la sortie est chargée. La résistance de sortie vaut $R_5 // \rho$. En estimant $\rho \simeq 100 / I_C$, on a $R_S \simeq R_5 = 6\,800\ \Omega$, ce qui permet une résistance de charge de l'ordre de 50 kΩ ou plus. D'autre part, par R_2 et I_{b1}, on consomme très peu sur R_3. En fait, lorsque la contre-réaction alternative est rebouclée par le réseau sélectif Z, l'impédance de sortie varie avec la fréquence.

La résistance d'entrée du montage vaut, en très basse fréquence :

$(R_2 + R_3) // (h_{11e1} + \beta R_1)$.

soit environ 47 kΩ. On voit donc que celle-ci dépend de R_1, dont dépend à son tour le gain global :

$$\frac{Z + R_1}{R_1}$$

Lorsque la fréquence augmente, l'impédance d'entrée de T_1 diminue, mais celle-ci entre pour une faible part dans celle de l'étage, notamment en raison des diverses contre-réactions appliquées à l'ensemble. Pour mesurer cette résistance d'entrée, il suffit d'intercaler une résistance « R » en série avec cette dernière (attention cependant aux inductions parasites à 50 Hz, cette manipulation se fait avec blindage mumétal ou anhyster) ; et on nomme « r » la résistance d'entrée du préamplificateur ; V_e et V_s respectivement la tension fournie par le générateur et celle présente à l'entrée du montage. Il vient tout simplement :

$$r = \frac{R}{\frac{V_e}{V_s} - 1}$$

Gains et polarisation

La **figure 4** indique les divers potentiels de repos sur le schéma complet. On voit que la tension V_{CE} de T_1 est très faible, ce qui affine ses caractéristiques en bruit. On trouve alors sur le collecteur de T_2 une tension de repos voisine de 8 V, permettant, en tenant compte de la chute de tension sur R_3 et de $V_{CEsat.}$, l'excursion maximale, avec écrêtage quasi symétrique. Ce point de repos s'abaisse d'environ 1,5 %/°C.

Le gain en tension de T_1 vaut :

$A_o = s \cdot R_L$

$\simeq 35\ I_{C1}\ [R_4 // (h_{11e.2} + \beta \cdot R_3)]$.

Puisque $h_{11e} = \beta / s \simeq 2\,857\ \Omega$ et $\beta R_3 = 68$ kΩ on a :

$A_o = 35 \cdot I_{C1} \cdot 53\,700\ \Omega$

soit $\simeq 188$.

En fait, R_2 introduit une contre-réaction en alternatif et l'on mesure 160. Le gain en tension de T_2 vaut, sortie à vide :

$$G = \frac{\beta \cdot R_C}{h_{11e} + (\beta + 1)\, R_E} \simeq \frac{-s \cdot R_C}{1 + s \cdot R_E}$$

et comme

$s = 35\ I_C$; $R_C = 6{,}8$ kΩ ;

$R_E = 680\ \Omega$; $I_C \simeq 1$ mA ;

il vient $G = 9{,}60$; alors que la mesure a donné 9,77. On a mesuré le gain global $T_1 + T_2$, en boucle ouverte (Z déconnectée), on trouve 1555.

Pour l'évaluation de l'excursion maximale en sortie, on se reporte aux **figures 5 et 6**. En (a) de la première, on voit que la chute de tension en opposition de phase avec celle de sortie et la tension de déchet de T_2 ne permettent pas un écrêtage symétrique de l'onde de sortie, limitant l'excursion sans distorsion. On choisit alors le point de repos par :

$$V_{CO} = \frac{V_A}{2} + \frac{(V_{CEsat.} + V_{R3})}{2},$$

ce qui donne 7,8 V. On peut donc espérer un signal de $\simeq 5$ V en sortie. En fait, on doit tenir compte du sens de déplacement du point de repos avec les variations de la température, notamment à très basse fréquence où la période du signal n'est plus négligeable devant la constante de temps de la jonction.

A l'approche de la zone de déchet, la caractéristique de transfert en tension n'est plus une droite, ce qui occasionne de la distorsion. Pour tenir compte de ces remarques, on limitera le signal de sortie à moins de 3 V (donnée qui se vérifie sur les réseaux de caractéristiques du transistor), ce qui cadre bien avec notre cas particulier puisque ce préamplificateur n'aura jamais à sortir plus du volt efficace, le plus souvent le tiers en régime de faible dynamique.

Pour limiter l'échauffement interne, donc la dérive du point de repos, on s'est arrangé pour que la dissipation de T_2 reste faible, ce qui est obtenu pour un point de fonctionnement de 8 V.

Gain et résistance de source

La tension alternative d'émetteur de T_2 étant, à peu de chose près, égale à celle de sa base

$$\frac{V_e}{V_b} = \frac{s \cdot R_3}{1 + (s \cdot R_3)}$$

on peut considérer, pour l'étage

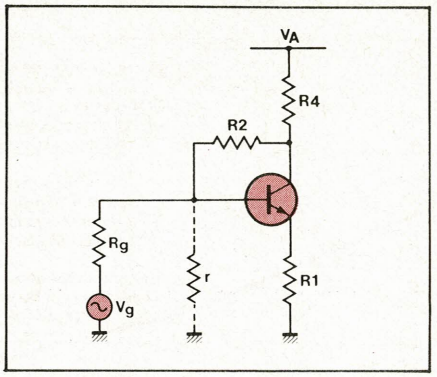


Figure 7

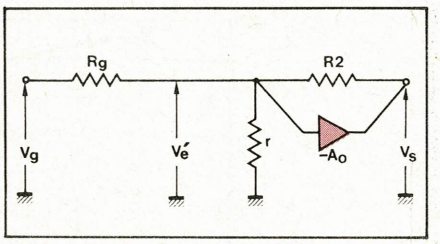


Figure 8

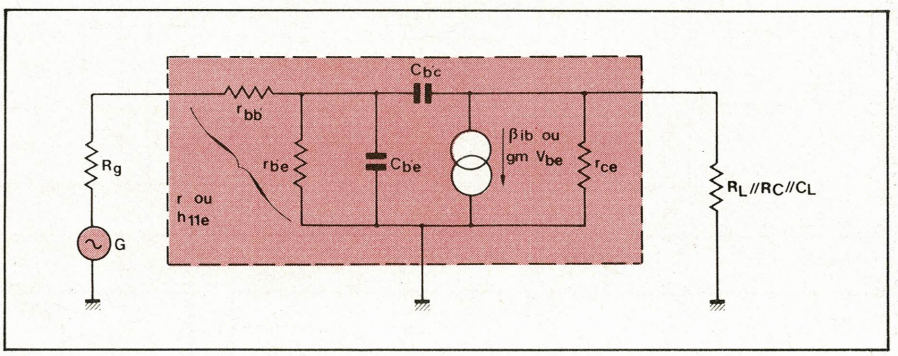


Figure 9

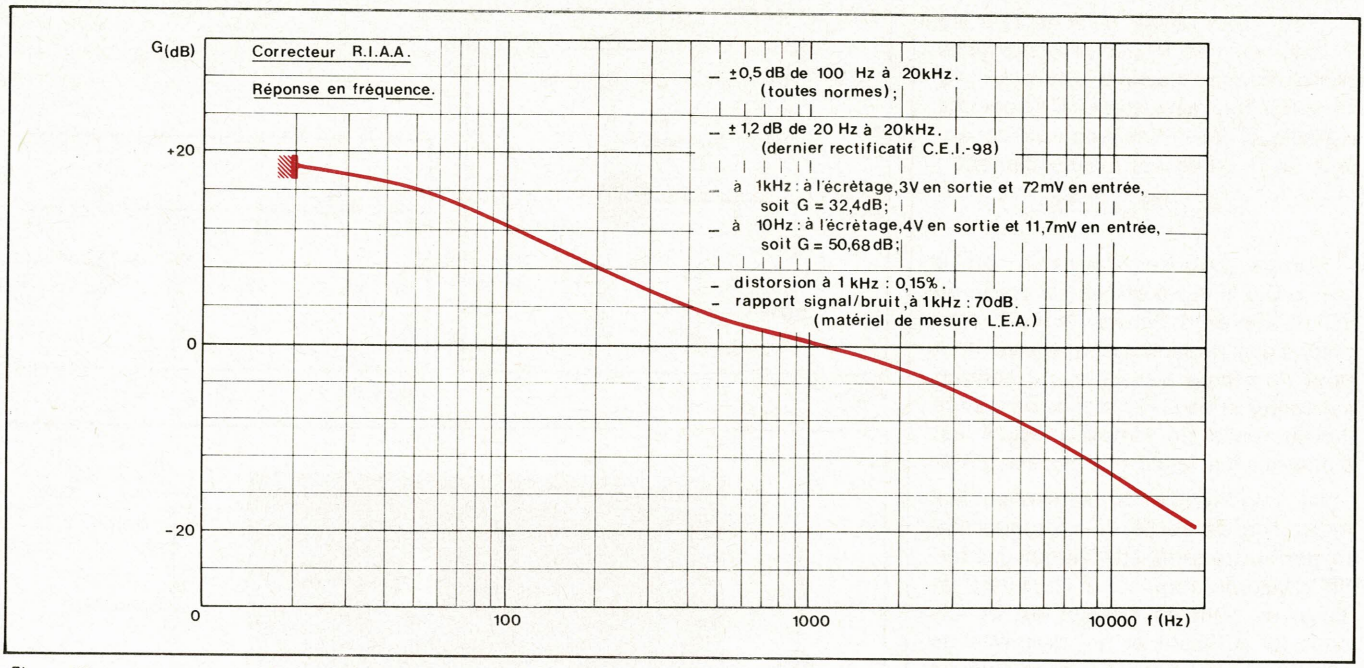


Figure 10

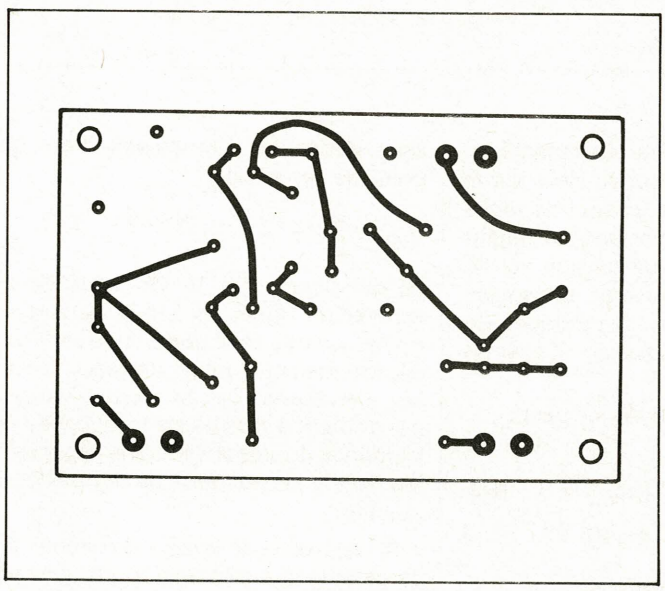


Figure 11

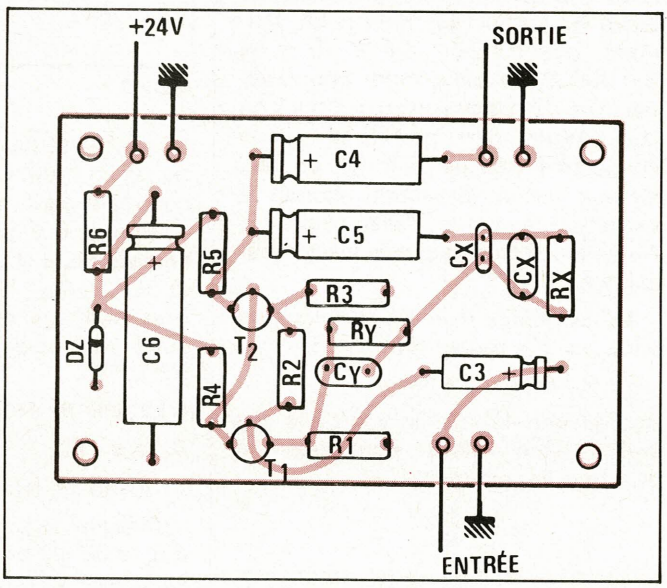


Figure 12

d'entrée en basse fréquence, les schémas équivalents des **figures 7 et 8**. Le gain de boucle (ouverte) affiché par R_1 de la **figure 4** vaut :

$$\frac{R_L}{R_1} = 196,$$

alors que le gain réel en boucle ouverte lui est inférieur :

$A_o = s \cdot R_L = 185$;

ce qui fait que R_1 n'introduit pratiquement aucun effet de contre-réaction (ce qui est voulu).

On suppose la résistance interne du générateur qui « produirait » V_g nulle ; on suppose également celle qui produit V_s négligeable devant R_2. Il vient alors :

$V_s = V_e \cdot A_o$

et

$A_{o\,(constant)} = s \cdot R_L$

d'où :

$$V_{e'} = \frac{V_g \cdot r}{R_g + r} - \frac{V_s \cdot r}{R_2 + r}$$

et, après quelques transformations simples :

$$\frac{V_e}{V_{e'}} = \left[\frac{R_2}{R_2 + r}\right] - \left[\frac{R_g \cdot A_o}{(R_2 + r)\left(1 + \frac{R_g}{r}\right)}\right]$$

La résistance interne de la source joue donc un rôle très important, tant du point de vue du gain en tension que du bruit et, comme on le verra plus loin, de la bande passante. On a fait quelques mesures en boucle ouverte alternative seule (Z coupée) sur l'étage d'entrée :

– R_g choisie à 560 Ω donne un écrêtage pour 3,23 mV en entrée et 400 mV en sortie, soit un gain $A_o \simeq 124$;

– R_g choisie à 1 560 Ω donne $A_o \simeq 16{,}67$, qui passe à 107 lorsqu'on divise R_2 en deux parties égales dont le point commun est découplé (à la masse). Avec R_g prise égale à 560 Ω, le gain en boucle ouverte A_o n'est pas influencé par la contre-réaction introduite par R_2.

Bande passante sans réseau de CR alternative

Sur la **figure 9**, G est un générateur de résistance interne R_g ;

– $r_{bb'}$ est la résistance interne de la connexion de base, elle vaut quelques dizaines à quelques centaines d'ohms, selon la technologie et ne dépend ni du courant collecteur I_C, ni de la fréquence f mais augmente avec la tension de collecteur V_C ;

– $r_{b'e}$, qui dépend directement de I_C, vaut très exactement

$$\frac{K \cdot T}{q \cdot i_b}$$

soit environ

$$\frac{25}{i_b\ (mA)}$$

à l'ambiante ;

– $c_{b'e}$ est nettement plus grande que $c_{b'c}$, elle augmente à peu près comme I_C ;

– $c_{b'c}$ (C_{22b}) augmente avec I_C et diminue avec V_C ;

– r_{ce} augmente avec V_C et diminue avec I_C.

On peut déjà en déduire dans les grandes lignes que la bande passante d'un étage amplificateur est influencé par la tension d'alimentation et le courant collecteur choisi.

En raison de l'effet Miller, la capacité totale équivalente d'entrée vaut :

$C_e = c_{b'e} + [c_{b'c}\ (1 + G_o)]$,

avec G_o : gain réel en tension de l'étage. La pente interne gm vaut très exactement

$$\frac{I_C \cdot q}{K \cdot T}$$

la pente externe « s » lui est inférieure, elle a pour valeur :

$$\frac{gm \cdot r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \text{ ou } \frac{gm}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}}$$

On notera au passage que la fréquence de coupure haute est d'autant plus élevée que la résistance de charge est faible (charge rapide des capacités de l'étage suivant), ce problème étant surtout abordé en haute fréquence.

Vu de son entrée, un transistor ne montre que $c_{b'e}$ comme condensateur ; vu de sa sortie, il offre une capacité

$C_o \simeq c_{be'} \cdot gm\ [(R_g + R_{bb'}) // R_{b'E}]$,

ce qui compte pour l'étage suivant si R_L est grande.

On notera que, suivant la valeur de R_g, la réponse en fréquence sera limitée par f_s (fréquence de coupure de la pente, car commande en tension) ou par f_β (fréquence de coupure du gain en courant) ; on aura donc :

$f_\beta < f_c < f_s$.

En basse fréquence et à faibles niveaux, pour calculer $c_{b'e}$, on suppose l'effet de $r_{bb'}$, négligeable et on pose :

$f_T = \beta \cdot f_\beta$

et

$$f_\beta \simeq \frac{1}{2\pi \cdot C_{b'e} \cdot r_{b'e}}$$

d'où

$$c_{b'e} = \frac{\beta}{2\pi \cdot f_T \cdot r_{b'e}}$$

et comme

$$\frac{\beta}{r_{b'e}} \simeq \text{« s »},$$

on a

$$c_{b'e} = \frac{s \text{ (ou gm)}}{2\pi \cdot f_T} \text{ ou } \frac{I_C}{0{,}16\ f_T}$$

Pour le premier étage, on rappelle que l'on utilise un 2N2484 à un courant collecteur compris entre 50 et 100 μA, sa fréquence de transition f_T avoisine 15 MHz, le gain G_o vaut environ 160 et $c_{b'c}$ et la capacité du câblage totalisent environ 8 pF. Dans ces conditions, on peut calculer la fréquence de coupure haute par :

$$f_c\ (-3\ dB) = \frac{1}{2\pi\ (r_{b'e} // h_g)\ \frac{gm}{2\pi \cdot f_T} + (c_{b'c} \cdot R_{L\ dyn})}$$

pour le deuxième étage, on a :

$$f_c\ (-3\ dB) = \frac{1}{2\pi\ (r_{b'e2} // R_4)\ \frac{gm}{2\pi \cdot f_T} + (c_{b'c} \cdot R_{L\ dyn})}$$

si la sortie est chargée, f_c sera inférieure.

La bande passante est donc essentiellement limitée par le premier étage (dont le gain en tension est important). Puisque le taux de contre-réaction est au minimum de 10 à 1 kHz, et, en supposant la réponse R.I.A.A. non appliquée, on doit avoir une réponse globale dix fois plus grande que celle du premier étage seul, ce qui est largement suffisant pour cette application. La mesure pour ce premier étage a donné 80 kHz avec $R_g = 600\ \Omega$.

Un avantage supplémentaire d'avoir demandé le maximum de gain en tension dans T_1, c'est d'assurer une bonne stabilité en HF. En effet, les deux fréquences de coupure f_c des deux étages sont si différentes que la pente résultante coupe toujours la ligne 0 dB avec une pente 6 dB/octave, avec une bonne marge de phase lorsque le réseau sélectif de contre-réaction est mis en place. Aucune oscillation parasite n'est donc à craindre.

Réponse R.I.A.A.

En boucle fermée à 1 kHz et avec 10 mV à l'entrée de T_1, on mesure :

– collecteur de T_1 : 65 mV ;

– collecteur de T_2 : 440 mV.

En boucle fermée, à 1 kHz, avec seulement 2,7 kΩ à la place de « Z », la stabilité est toujours parfaite et le gain du montage 10,87. En boucle fermée, à 1 kHz avec seulement 270 Ω à la place de « Z », la stabilité est parfaite et le gain global descend à 1,98. On sort alors en niveau plus faible que prévu, avant écrêtage, car le premier étage se sature bien avant le deuxième.

La **figure 10** donne la réponse R.I.A.A. obtenue avec des éléments RC à ± 5 % dans le réseau « Z ». Il est indispensable de réaliser le circuit imprimé avec une deuxième face cuivre faisant office de blindage. Si le transformateur d'alimentation est proche, on conseille une protection supplémentaire par du mumétal ou de l'anhyster qui se soudent à l'étain comme l'acier inoxydable.

Symboles non explicités

– K = 1,38 . 10^{-23} J/°K ;

– q = 1,6 . 10^{-19} C ;

– T ≃ 300 °K (T °K = T °C + 273) ;

– V_e = tension d'entrée ;

– V_s = tension de sortie ;

– V_A = tension d'alimentation ;

– ρ = résistance intrinsèque de sortie d'un transistor ;

– R_E = résistance mise en série dans la connexion d'émetteur ;

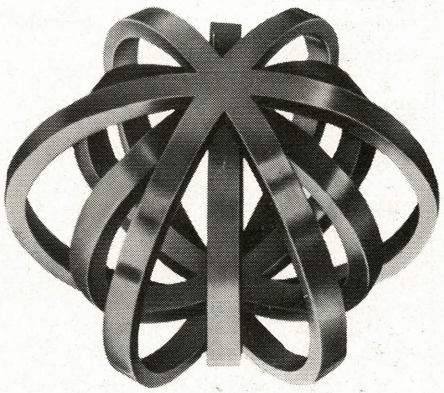
– « r » ou h_{11e} = résistance intrinsèque d'entrée d'un transistor monté en émetteur commun ;

– A_o = gain en boucle ouverte ;

– G = gain en boucle fermée ;

– G_o = lorsque deux réseaux de contre-réaction sont utilisés, gain en boucle ouverte de l'étage concerné.

Jacques LANTIER



Point de départ de nouveaux marchés.

salon international des
composants électroniques 79

PARIS
2 au 7 avril
Porte de Versailles de 9h à 18h

Tous les composants électroniques
+ appareils de mesure,
matériaux et produits
+ équipements et méthodes
pour la fabrication et
la mise en œuvre des composants.

Invitation sur simple demande
S.D.S.A. 20, rue Hamelin
F 75116 Paris
Tél. 505.13.17 - Télex 630.400 F

Publi-Service Campbell-Ewald

FILTRES

FILTRES ACTIFS KEMO

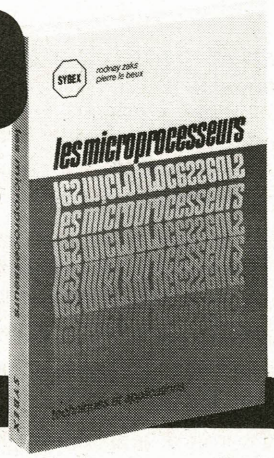
* VARIABLES
* P.H. P.B. 8 VOIES

* 24, 36, 48 dB/OCTAVE
* 0,01 Hz - 3,15 MHz

* * * * * * * * * * * * * * * *

AGEMIP
Tél. 871 17 14
5, Bd Poincaré
* * * * * 94170 LE PERREUX

BEST-SELLER en FRANCE et aux U.S.A.



LES MICROPROCESSEURS

TECHNIQUES ET APPLICATIONS

RODNAY ZAKS ET PIERRE LE BEUX

L'ouvrage de base sur les microprocesseurs pour toute personne ayant une formation technique ou scientifique. Il s'agit d'un livre conçu pour la formation, qui se lit facilement, malgré sa technicité. Il enseigne pas à pas tous les concepts et techniques liés aux microprocesseurs, depuis les principes de base jusqu'à la programmation. Indépendant de tout constructeur, il présente les techniques « standards » valables pour tout microprocesseur, y compris l'interconnexion d'un système « standard ». Il introduit le MPU, son fonctionnement interne, les composants d'un système (ROM, RAM, UART, PIO, autres), leur interconnexion, les applications, la programmation et les problèmes liés au développement d'un système.
Un ouvrage de 320 pages, format 16 x 24.
200 illustrations. Prix : 95 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la
LIBRAIRIE PARISIENNE de la RADIO
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
(Aucun envoi contre-remboursement. Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. En port recommandé + 3 F.)

Etude

L'adaptation des impédances est un titre qui revient de façon régulière dans les revues techniques spécialisées un peu à la manière du monstre du Loch Ness dans les pages de la grande presse à certaines époques de l'année.

Renouveler le genre est un peu une gageure mais il n'est pas interdit d'essayer de faire, sinon le tour de la question, du moins un survol de (presque) tout ce que le sujet peut comporter.

Si donc nous considérons un dipole actif, élément simple s'il en est, de f.e.m. E_o et d'impédance interne Z_i, on peut être amené à chercher quelle est la meilleure adaptation possible quand on y réunit un autre dipole, passif cette fois, d'impédance Z_r (fig. 1).

Et c'est alors que les choses les plus simples se compliquent car il n'y a pas qu'une adaptation possible mais des adaptations. L'adaptation telle que la veut le spécialiste de la BF n'est pas forcément celle du spécialiste des UHF, voire des ondes centimétriques, ni même celle que préconise l'électrotechnicien. Chacun y cherche son compte sans avoir les mêmes soucis pour le guider, sinon le motiver.

L'adaptation des impédances

Adaptation au maximum de puissance active

C'est la plus connue. La charge étant $\overline{Zr} = Rr + jXr$ et l'impédance interne $\overline{Zi} = Ri + jXi$, le courant dans le circuit est :

$$\overline{I} = \frac{\overline{Eo}}{\overline{Zr} + \overline{Zi}}$$

et la d.d.p. $\overline{Vr}$ aux bornes de Zr :

$\overline{Vr} = \overline{Zr}.\ \overline{Ir}$

d'où la puissance active :

$P = 1/2\ (\overline{Ir}\ \overline{Vr^*} + \overline{Vr}\ \overline{Ir^*})$

Ce qui conduit à :

$$P = Eo^2 \frac{Rr}{(Rr + Ri)^2 + (Xr + Xi)^2}$$

Pour que P soit maximum, il faut d'abord que le dénominateur soit minimum, soit donc : $Xr + Xi = 0$ d'une part, ce qui entraîne $Xi = -Xr$ et, d'autre part :

$$\frac{dP}{dRr} = 0$$

ce qui entraîne $Rr = Ri$.

En définitive, on obtient comme impératif $\overline{Zi} = \overline{Zr^*}$.

Les impédances sont imaginaires conjuguées **(fig. 2)**.

La puissance active fournie est alors maximum et vaut :

$$Pmax = \frac{Eo^2}{4\ Ri}$$

La puissance perdue sous forme d'effet Joule (chaleur) dans le générateur

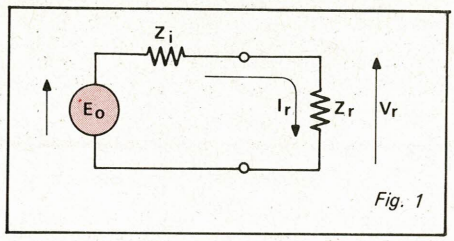


Fig. 1

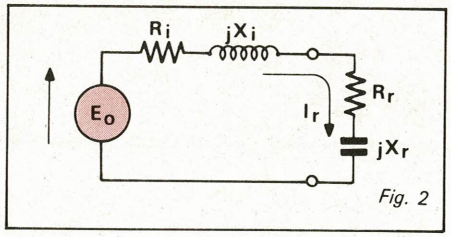


Fig. 2

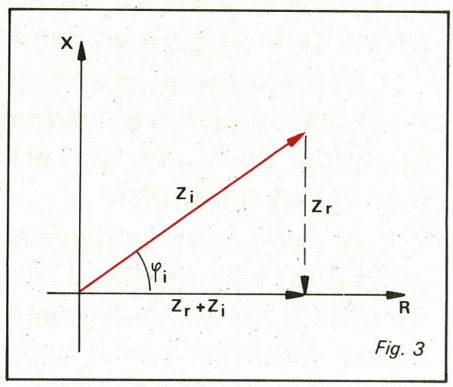


Fig. 3

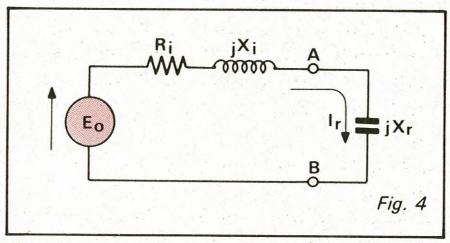


Fig. 4

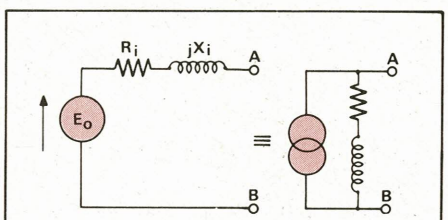


Fig. 6

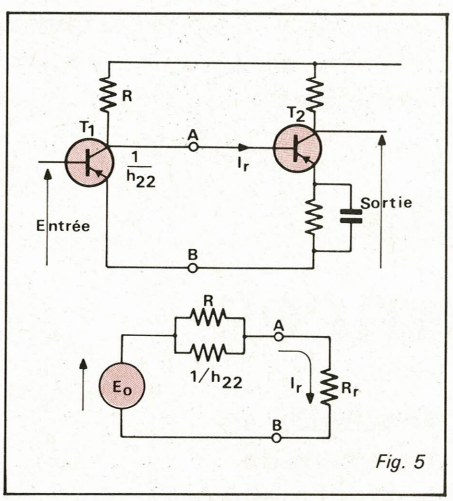


Fig. 5

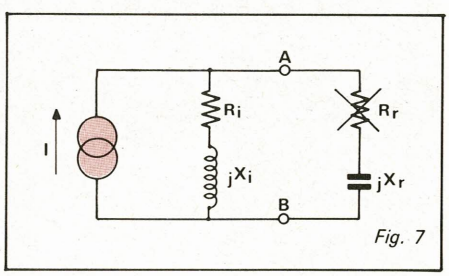


Fig. 7

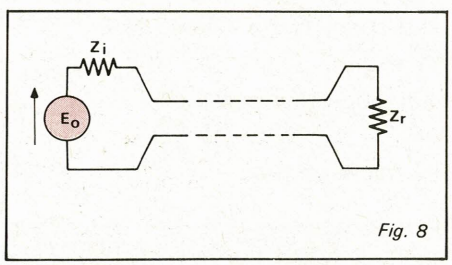


Fig. 8

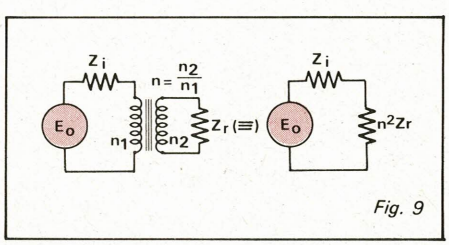


Fig. 9

est alors égale à la puissance reçue par la charge. Le rendement est alors de 50 %.

Ce cas se rencontre pratiquement dans les gros émetteurs de radiodiffusion. Nous verrons plus loin quelques exemples d'adaptation par quadripoles de couplage et, en particulier, par transformateur (ou auto-transformateur).

Adaptation au maximum de courant

Nous avons vu que le courant dans le récepteur était :

$$\overline{Ir} = \frac{\overline{Eo}}{\overline{Zr} + \overline{Zi}}$$

Le module de Ir est maximum si $|\overline{Zr} + \overline{Zi}|$ est minimum.

Par conséquent si $Zr = |Zr| \cdot e^{j\varphi r}$ et $Zi = |Zi| \cdot e^{j\varphi i}$, φ_r doit être égal à $\pm \pi/2$:

$+ \pi/2$ si $\sin \varphi_i < 0$

$- \pi/2$ si $\sin \varphi_i > 0$

et $|Zr| = |Zi| \sin \varphi_i$

La construction très simple **(fig. 3)** montre qu'alors la somme $\overline{Zi} + \overline{Zr}$ est réelle. Autrement dit, Zr est imaginaire pure et s'écrit Zr = jXr **(fig. 4)**.

Si Zi se réduit à Ri, le courant est maximum pour Zr = 0 c'est-à-dire pour le générateur en court-circuit.

En pratique, il suffira que la charge soit petite devant l'impédance interne du générateur.

En supposant que Zi et Zr se réduisent à des résistances Ri et Rr, Ri ≫ Rr.

Le rendement est faible mais l'essentiel est de disposer d'un courant maximum.

Un exemple est donné par l'attaque d'un transistor en E.C. **(fig. 5)**. Le courant d'attaque de la base est à peu de chose près celui de court-circuit du transistor.

Adaptation au maximum de tension

La tension aux bornes du dipole récepteur est :

$$\overline{Vr} = \frac{\overline{Zr}}{\overline{Zr} + \overline{Zi}} \cdot \overline{Eo}$$

soit encore, en considérant les admittances, $\overline{Yr} = 1/\overline{Zr}$ et $\overline{Yi} = 1/\overline{Zi}$

$$\overline{Vr} = \frac{\overline{Yi}}{\overline{Yi} + \overline{Yr}}$$

Pour que Vr soit maximum, il faut que $\overline{Yi} + \overline{Yr}$ soit minimum ; $\overline{Yi}$ étant fixé, il faut donc que $1/Zi \cdot e^{-j\varphi i} + 1/Zr \cdot e^{-j\varphi r}$ soit minimum, ce qui a lieu pour $\varphi r = \pm \pi/2$:

$+ \pi/2$ si $\sin \varphi_i < 0$

$- \pi/2$ si $\sin \varphi_i > 0$

et avec $Zr = \frac{Zi}{\sin \varphi_i}$

Ici encore, Zr est imaginaire pure **(fig. 6)**.

Si Zi = Ri, le maximum de tension est obtenu pour Zr = ∞ (alors $\sin \varphi_i = 0$), c'est-à-dire en circuit ouvert.

Cette fois encore, on pourra dire qu'en pratique, il suffira que l'impédance de charge soit beaucoup plus grande que l'impédance interne. Ou, en simplifiant, que la résistance de charge Rr ⩾ Ri si les impédances se réduisent à des résistances.

Un exemple est donné par la liaison entre un préamplificateur à faible impédance de sortie et un amplificateur à forte impédance d'entrée **(fig. 7)**. La presque totalité de la tension de sortie est reportée à l'entrée.

Adaptation au minimum de réflexion

Lors de l'utilisation des lignes, en VHF ou UHF, lorsque les circuits ne sont plus à constantes localisées mais réparties (longueur d'onde de l'ordre des dimensions des liaisons), il faut le plus souvent éviter les réflexions. Or, Zr étant la charge et Zi l'impédance de la source, on sait que le coefficient de réflexion est donné par **(fig. 8)** :

$$\varphi = \frac{Zr - Zi}{Zr + Zi}$$

Pour que ce coefficient soit nul, il suffit donc que Zr = Zi.

Si Zi se réduit à Ri, nous aurons à la fois adaptation au minimum de réflexion et au maximum de puissance active ; alors, Zr = Ri. Nous sommes dans le cas le plus typique de l'adaptation.

Adaptation par quadripole de couplage

L'utilisation d'un transformateur, de rapport n fermé au secondaire sur une charge Zr ramène au primaire une impédance $n^2 \cdot Zr$. Le procédé permet donc de ramener au primaire une charge faible (n ≪ 1) ou forte (n ≫ 1) pour être dans des conditions optima d'adaptation en tension ou en puissance **(fig. 9)**.

C'est le cas des transformateurs pour capteurs (microphone ou thermocouple à tension modulée par exemple) ou transducteurs de puissance sonore. Il convient toutefois de noter dans ce dernier exemple que le transformateur est un élément permettant de ramener la meilleure charge compatible avec les caractéristiques et limites physiques des transistors (ou des tubes). Ce qui signifie qu'il n'est pas toujours souhaitable d'obtenir une charge égale à l'impédance (ou résistance) interne, soit parce que la puissance obtenue serait trop faible ou alors, et au contraire, trop forte et incompatible avec la survie du générateur et de ses éléments actifs.

Conclusion

Faut-il toujours adapter ou essayer de le faire ? La réponse sera celle que ferait un Normand. Cela dépend. Nous avons vu qu'il n'était pas toujours possible d'obtenir le maximum de puissance active. En fait, nous avons passé sous silence une adaptation que ceux qui travaillent sur des signaux très faibles connaissent bien : l'adaptation au minimum de bruit. Il peut être montré que la figure de bruit minimum d'un récepteur est obtenue quand la liaison avec, par exemple, l'antenne est relativement désadaptée. Et le minimum de bruit est quelquefois un tel impératif...

Charles PANNEL

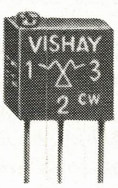
Bibliographie

- M. Thué : Calcul des réseaux et calculs des filtres (E.N.S.T.).
- M. Fray : Schémas d'électronique (Masson Editeur).

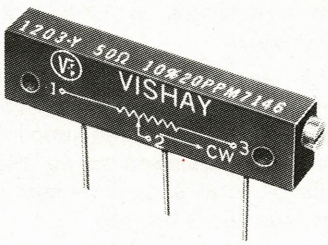
VISHAY

...POUR ETRE PRECIS

DES POTENTIOMETRES TRIMMERS
AVEC QUELQUE CHOSE
EN PLUS...



Type 1240



Type 1202

Résolution infinie (finesse de réglage : 0,05 %)
10 ppm/°C de — 55 à + 125 °C
Stabilité sous charge : 0,5 % AR (2000 H)

PLUS DE PROBLEME DE DELAI POUR VOS PROTOTYPES : LA S102 J EST MAINTENANT FABRIQUEE EN FRANCE

SERVICE EXPRESS **15** JOURS

NOM ..... TEL. .....
SOCIETE ..... DESIRE RECEVOIR
SERVICE ..... ☐ une documentation ☐ TRIMMERS
ADRESSE ..... ☐ une visite ☐ S102 J

VISHAY-MICROMESURES

98, BOULEVARD GABRIEL-PERI
92240 MALAKOFF
TEL. 655.98.00
TELEX 270 140 F VISHFRA

Si, parmi les trois types fondamentaux d'éléments passifs « RLC », il est courant de faire appel aux composants normalisés du commerce en ce qui concerne les résistances et condensateurs, il en va rarement de même au niveau des selfs.

En effet, s'il existe bien des séries normalisées de bobines marquées, la grande diversité des modèles envisageables oblige le plus souvent à prévoir une fabrication particulière, selon la fréquence de travail, la puissance de mise en jeu, la configuration des prises intermédiaires ou enroulements supplémentaires de couplage, etc. Ceci se traduit par un surcoût important aux niveaux étude et fabrication de série.

Les bobinages imprimés

La technique des bobinages imprimés permet, dans un assez large domaine de fréquences, une simplification considérable au niveau de la réalisation, au prix d'un travail d'étude aussi simple, nous allons le voir dans ces pages, que dans le cas d'un bobinage à fil.

Cette technologie trouve sa place non seulement au niveau du circuit imprimé mais également du circuit hybride à couche épaisse pour hautes fréquences.

Les principes de base des bobinages imprimés

Dans un bobinage cylindrique classique, toutes les spires d'une même couche présentent le même diamètre et sont empilées les unes sur les autres. La self ainsi réalisée présente donc une certaine épaisseur.

Le bobinage imprimé du type le plus répandu (spirale carrée) présente pour sa part une épaisseur quasi nulle puisque limitée aux 35 microns de la couche de cuivre de la carte imprimée. Il s'apparente donc plutôt à la configuration « fond de panier ».

La **formule de Bryan**, qui permet de lier les caractéristiques géométriques et électriques d'une spirale carrée, a été obtenue à partir d'un passage à la limite opéré sur la formule de Nagaoka dans laquelle l'épaisseur du bobinage tend vers zéro.

La formule de Bryan est donc une relation empirique puisque dérivée d'une formule elle-même empirique. Ceci implique que les résultats qui seront obtenus par son intermédiaire ne seront qu'approchés. En pratique, la précision obtenue est de l'ordre de quelques %, ce qui est tout à fait compatible avec les tolérances habituelles sur les composants RC.

Les **figures 1 et 2** donnent les notations utilisées dans la formule de Bryan (dimensions en millimètres) :

- Δ : côté intérieur de la spire centrale
- D : côté extérieur de la spire périphérique
- d : largeur de la piste imprimée
- e : écartement entre deux spires contiguës
- N : nombre de spires par enroulement

La **figure 1** se rapporte au cas simple d'une self unique, pouvant éventuellement comporter des prises intermédiaires. Le nombre de spires d'une telle bobine vaut :

$$\frac{D - \Delta}{2\,(d + e)}$$

Dans l'hypothèse d'un circuit imprimé double face, un enroulement de couplage peut être disposé sur la face opposée. Ses caractéristiques seront identiques ou différentes, mais

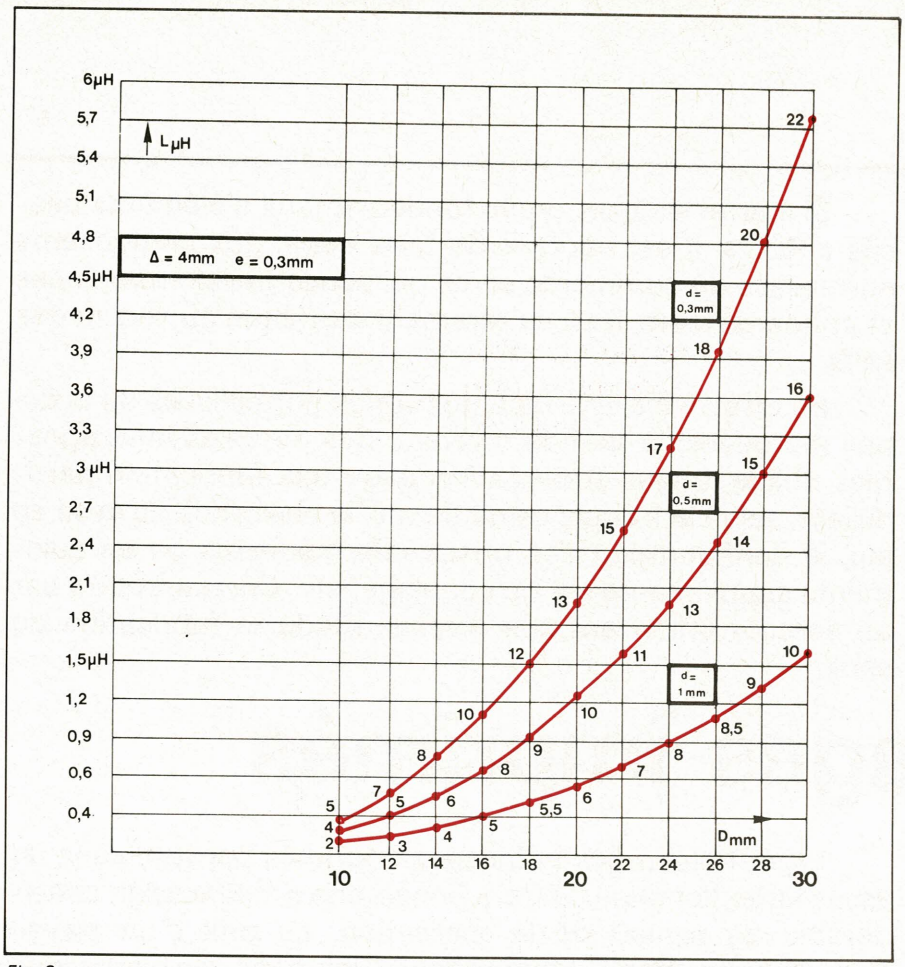


Fig. 3

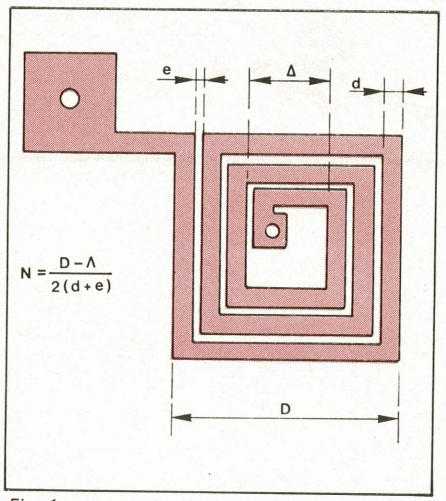


Fig. 1

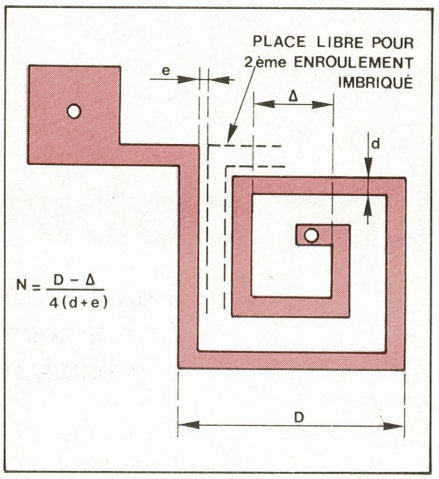


Fig. 2

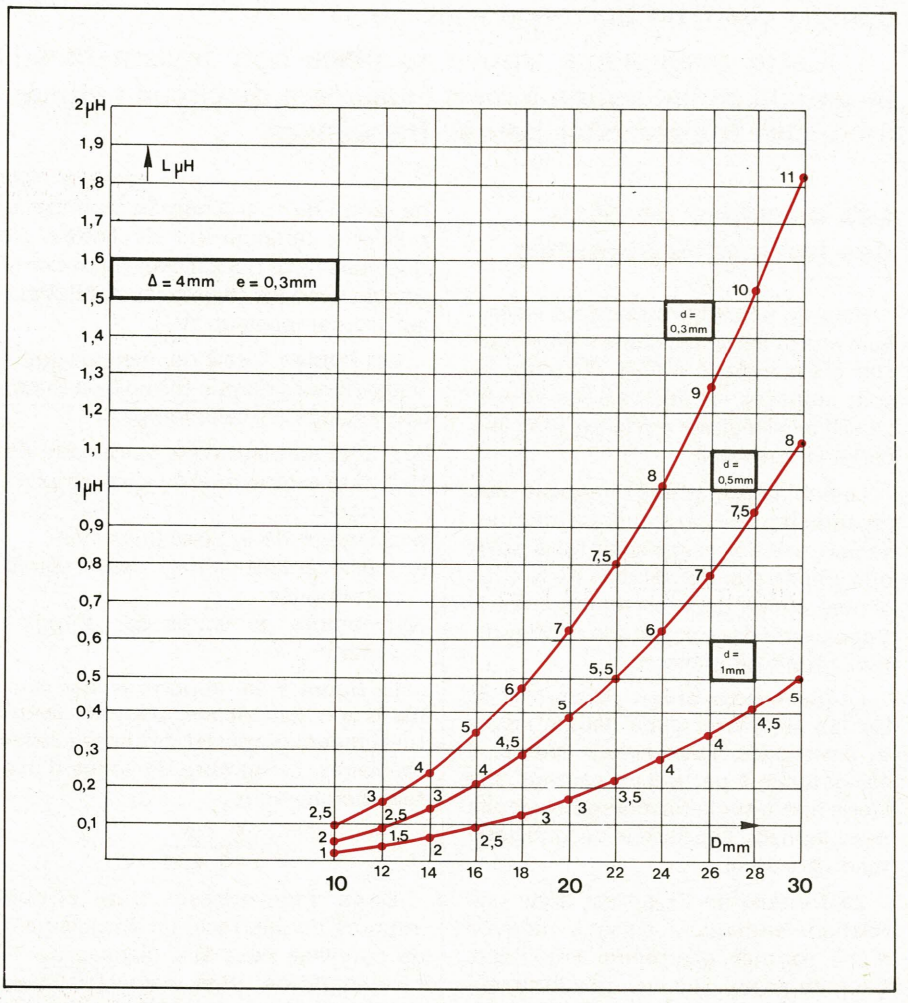


Fig. 4

dans les deux cas, le coefficient de couplage pourra varier en fonction du décalage entre les axes des deux spirales. Lorsque les deux axes coïncident exactement, on peut compter sur un coefficient de couplage

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

voisin de 90 % avec un Q de 100.

L'artifice de la **figure 2** permet, dans le cas d'un circuit imprimé simple face, de réaliser simplement un enroulement de couplage. Il se trouve alors imbriqué avec l'autre bobinage, dont le nombre de spires tombe bien sûr à :

$$\frac{D - \Delta}{4\,(d + e)}$$

Cette configuration permet également, dans le cas de selfs de valeur assez faible, de simplifier le tracage, l'écartement entre spires, en l'absence d'enroulement imbriqué, passant de e à e + d.

La formule de Bryan et sa mise en œuvre

La formule de Bryan s'applique indifféremment aux cas des **figures 1 et 2** à condition d'employer l'expression

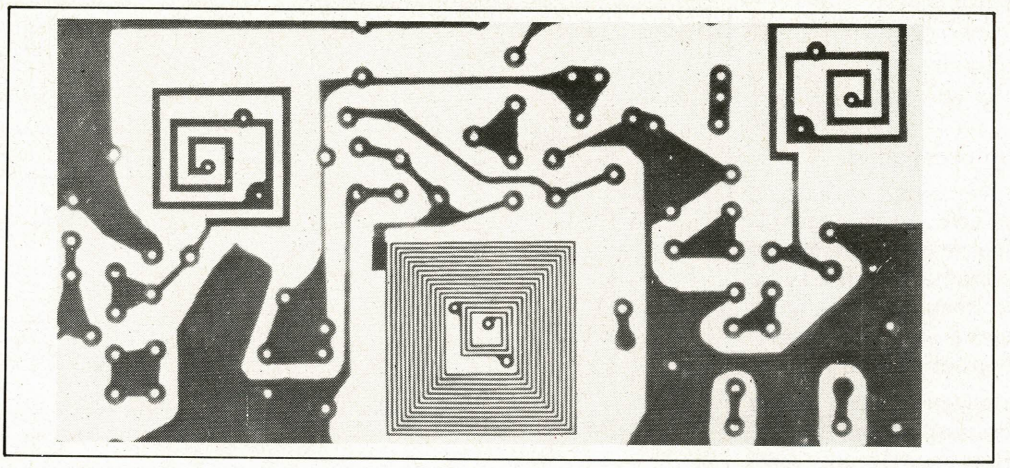
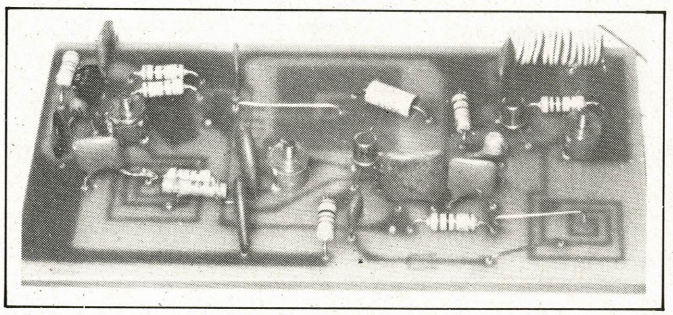
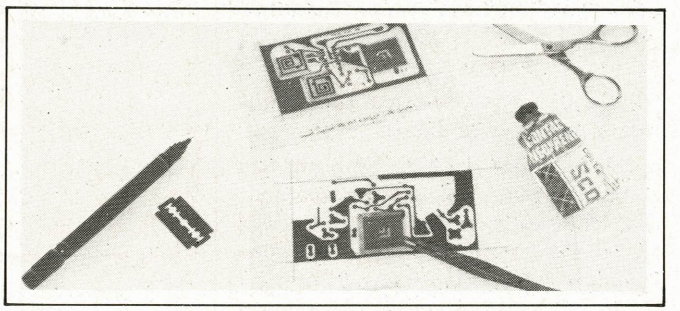


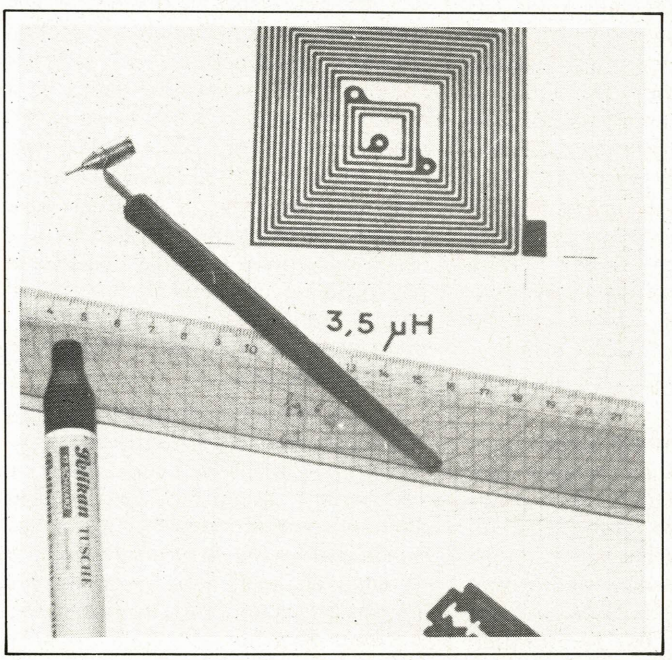
Fig. 6



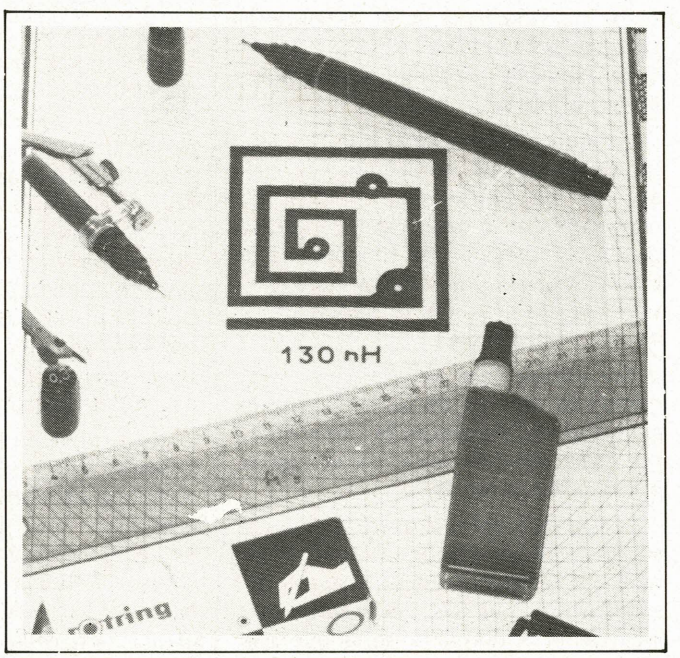
Un montage d'essai de changeur de fréquence 100 MHz/10,7 MHz réalisé selon cette technologie.



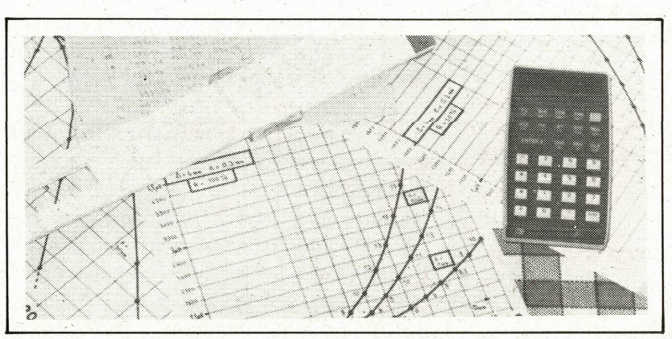
Après réduction photographique, les éléments selfiques peuvent être incorporés à un dessin réalisé à l'échelle 1.



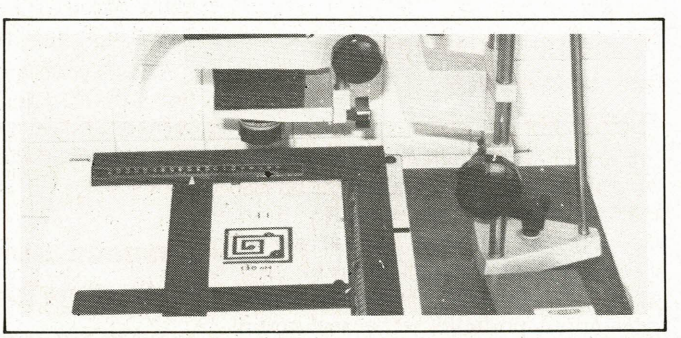
L'échelle 4 s'avère la plus pratique pour le dessin des bobinages calculés au moyen des courbes que nous publions.



Un matériel de dessin très courant suffit pour réaliser des originaux très corrects.



Les courbes publiées ici sont presque indispensables à la détermination rapide du dessin d'une self de valeur donnée. La formule de Bryan, programmée sur calculatrice, permet de vérifier ce travail car elle permet de remonter à la valeur de L.



La réduction photographique s'impose dès lors qu'une gravure de haute qualité est requise.

appropriée des nombres de spires. La relation s'écrit :

$$L = 1{,}41\ (D + \Delta)\ N^{5/3} \log 4 \cdot \frac{D + \Delta}{D - \Delta}$$

où L apparaît en nanohenrys.

Si cette formule permet, à l'aide de n'importe quelle calculatrice « scientifique », de déterminer l'inductance d'une bobine existante, elle ne s'avère pas d'un grand secours, sous cette forme, pour élaborer le dessin correspondant à une valeur désirée.

Dans ces conditions, nous avons tabulé de nombreuses valeurs des différents paramètres géométriques ainsi que les inductances correspondantes. Ce travail se traduit par les courbes des **figures 3, 4 et 5**.

La **figure 3** se rapporte à la configuration représentée **figure 1**.

L'écartement entre spires a été fixé à e = 0,3 mm, valeur normalement réalisable sans grande difficulté dès lors que des moyens photographiques sont mis en œuvre. En cas d'impossibilité, on se retournera vers la solution de la **figure 2** (écartement large), correspondant aux courbes de la **figure 4**.

Sur les **figures 3 et 4**, les largeurs de piste prévues sont d = 0,3 ; 0,5 et 1 mm, ce qui se révèle à l'usage amplement suffisant.

L'encombrement extérieur D a été tabulé entre 10 et 30 mm, ce qui, associé aux différentes largeurs de piste, permet à peu près n'importe quelle combinaison en fonction de la place disponible, des moyens de gravure utilisés et... de la valeur de L devant être obtenue.

On notera que les courbes sont cotées en nombre de spires N afin de simplifier au maximum la détermination de l'emplacement d'éventuelles prises intermédiaires.

La **figure 5**, enfin, montre l'influence sur les valeurs précédemment obtenues d'une réduction de Δ, jusqu'à présent fixé à 4 mm. Ceci peut rendre service dans le domaine supérieur des VHF où de très faibles valeurs de L sont nécessaires.

Domaine d'utilisation des bobinages imprimés

L'étude des courbes précédentes montre qu'il est techniquement possible de réaliser des bobines dont l'inductance se situe grossièrement entre quelques dizaines de nH et quelques μH. Au-delà, l'encombrement deviendrait prohibitif et la réalisation du dessin pénible.

La conséquence de ceci est qu'il est tout à fait possible d'utiliser ces bobinages depuis 10 MHz environ jusqu'à près de 200 MHz, voire plus dans le cas de bobines à une seule spire. Les coefficients de qualité que l'on peut obtenir sont très corrects puisque généralement compris entre 50 et 120. Une caractéristique importante de ces bobinages, surtout pour les fortes valeurs de L est la capacité répartie non négligeable qu'ils présentent : à titre d'exemple, le bobinage le plus fin du circuit présenté en **figure 6** montre une capacité répartie de 18 pF pour une self induction de 3,5 μH. Il convient de tenir compte de cette particularité lors du calcul des éléments capacitifs d'accord.

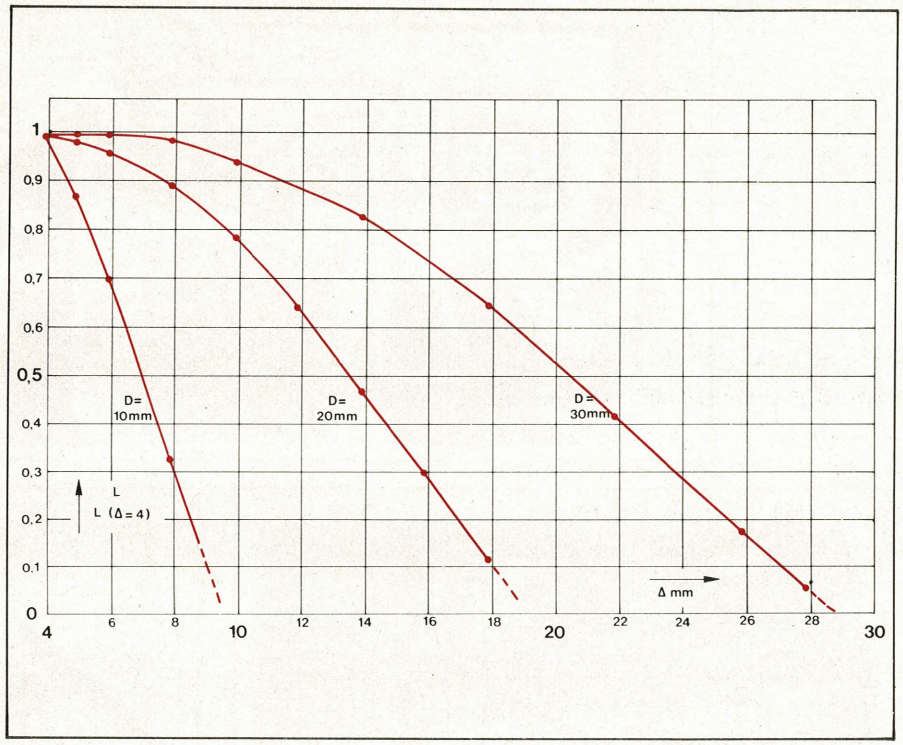


Fig. 5

Le circuit de la **figure 6** constitue un exemple intéressant en ce sens qu'il regroupe des bobinages situés pratiquement aux deux extrêmes du domaine d'emploi des selfs imprimées : un transformateur FI accordé sur 10,7 MHz et deux selfs prévues pour 100 MHz. Les techniques employées sont diamétralement opposées : piste de 0,3 mm avec écartement réduit (0,3 mm) contre piste de 1 mm avec écartement large (1,3 mm).

Nous avons expérimenté différents types de changeurs de fréquence utilisant ces bobinages, ce qui nous a permis d'apprécier leurs très bonnes qualités.

L'aspect « photogravure » de la question

Si les pistes de largeur 0,3 mm, les plus fines envisagées ici sont parfaitement réalisables à l'aide d'un équipement moyen, la réalisation du cliché appelle quelques commentaires : à notre avis, l'échelle 4 est la mieux adaptée à la réalisation de tels dessins. Sans conduire à des originaux de trop grandes dimensions, elle permet l'emploi d'instruments de traçage dont le plus fin est un 1,2 mm donc extrêmement maniable. Il nous paraît en effet plus pratique de réaliser ce genre de tracé à l'encre au moyen d'une règle ou mieux d'une table à dessin. La précision des angles et des espacements est meilleure que lors de l'emploi de bandes adhésives dont le raccordement à angle droit serait finalement plus contraignant.

Pour la réalisation de prises intermédiaires, on peut se permettre de déformer un peu la spirale, sous réserve de conserver le même nombre de spires dans le même encombrement. L'expérience montre que la valeur finalement obtenue ne souffre pas trop de ces libertés prises, en fin de compte, avec la valeur de Δ.

Conclusion

La technique des bobinages imprimés s'avère irremplaçable lorsqu'une production en grande série exige une reproductibilité optimale aux moindres frais. Elle peut également rendre de grands services lorsque des questions d'encombrement en hauteur et de robustesse mécanique entrent en ligne de compte. Certes, il n'est pas envisageable d'ajuster lors des essais le nombre de spires de ces selfs, mais les courbes publiées ici sont suffisamment précises pour rendre généralement toute retouche inutile.

Patrick GUEULLE

Les lampes dites « germicides » rayonnent dans l'ultraviolet lointain et nécessitent une grande prudence dans l'installation et l'utilisation. Comme leur nom l'indique, ces lampes sont destinées à stériliser. La stérilisation de l'air est l'application la plus courante, mais les liquides et les solides, surtout en applications chirurgicales et pharmaceutiques, peuvent être traités par différents procédés que nous analyserons.

Les documents utilisés dans cet article proviennent de la société Mazda, qui fabrique ces lampes.

Les lampes germicides

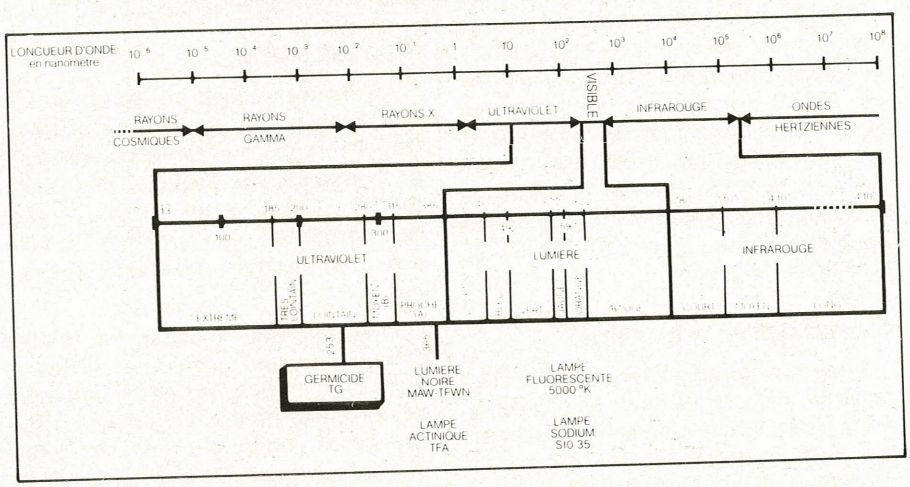


Fig. 1

Les ultraviolets

Les radiations ultraviolettes ont une longueur d'onde comprise entre 400 nm (limite supérieure des radiations visibles) et 10 nm (limite inférieure des rayons X).

La décomposition du spectre ultraviolet avec ses longueurs d'ondes remarquables est donnée à la **figure 1** où l'on remarque les différentes bandes (UV proche, moyen, lointain, très lointain et extrême). Les longueurs d'ondes sont données en nanomètres (1 nm = 10 A).

Action germicide des U.V.

Les radiations ultraviolettes ont une action photochimique sur les corps, action qui se manifeste par des phénomènes très divers tels que : formation d'ozone, formation de la vitamine D, érythème[1], pigmentation de la peau, stérilisation, etc.

Tous les U.V. ne produisent pas un phénomène déterminé avec la même efficacité. Par exemple, la formation d'ozone sera essentiellement provoquée par des radiations ayant une longueur d'onde de 185 nm, l'érythème par la bande centrée sur 290 nm.

L'action stérilisante relève pour sa part des radiations comprises entre 250 et 260 nm.

La courbe de la **figure 2** donne l'efficacité de l'action stérilisante des différentes radiations.

Elle a été tracée en prenant pour unité l'efficacité de la radiation de 253,7 nm.

L'action stérilisante est due à la perturbation apportée par les U.V. dans la structure chimique des constituants de la cellule vivante et, par suite, dans leur fonction. Suivant la quantité d'énergie UV reçue la cellule vivante sera, soit stérilisée, soit détruite.

Une cellule sera stérilisée si la quantité d'énergie absorbée est modérée. La cellule continue à vivre et conserve

(1) Rougeurs de la peau.

ses propriétés fermentaires mais elle perd la propriété de se diviser, c'est-à-dire de se reproduire : elle est devenue stérile. Si toutes les cellules d'une colonie ont subi l'action des radiations, chaque cellule restera vivante mais la colonie est condamnée à disparaître à brève échéance.

Pour que la cellule soit détruite, il faut que l'énergie reçue dépasse une certaine dose appelée dose léthale.

En raison de leur action stérilisante, les UV compris entre 250 et 260 nm sont qualifiés de stérilisants, microbicides, bactéricides, fongicides ou d'un terme plus général de germicides.

L'action abiotique des UV sera d'autant plus efficace que la structure de l'être vivant se rapprochera de la structure unicellulaire. Au fur et à mesure que cette structure de l'être vivant se rapprochera de la structure unicellulaire. Au fur et à mesure que cette structure se compliquera, les quantités d'énergie nécessaires pour la destruction des micro-organismes augmenteront. Ainsi, alors qu'une dose de 1 500 microwatts seconde par cm^2[2] suffit pour tuer les bactéries, il en faut plus de 1 800 000 pour détruire les algues vertes. La destruction des moisissures exige des doses variant selon les types entre 15 000 et 120 000 $\mu Ws/cm^2$.

Conditions d'emploi

Pour réaliser correctement une installation de stérilisation par lampes germicides, il faut, tout en recherchant le maximum de rendement, assurer la protection des êtres vivants (hommes, animaux, plantes) qui pourraient être atteints par des radiations d'intensité trop élevée. Deux facteurs importants sont à considérer :

1) Le facteur de réflexion des parois du local

Il est très variable suivant la constitution de ses revêtements que l'on peut classer en trois catégories :

– Matériaux très réfléchissants dont le facteur de réflexion est compris entre 0,5 et 1 (aluminium, chrome).

– Matériaux moyennement réfléchissants dont le facteur de réflexion est compris entre 0,1 et 0,5 (papier peint, peinture à l'eau, plâtre, acier, fer, formica-dilophane).

– Matériaux peu réfléchissants dont le facteur de réflexion est compris entre 0 et 0,1 (peinture à l'huile, émail, verre, cuivre).

2) Les doses maxima d'UV germicide

Ces rayonnements UV peuvent provoquer l'irritation des muqueuses (conjonctivite) ou bien un érythème de la peau si la quantité d'énergie reçue dépasse une certaine valeur. Ces infections sont généralement bénignes mais ennuyantes. L'action sur les yeux est fonction de la quantité d'énergie totale reçue (en $\mu Ws/cm^2$).

Pour des sujets normaux, l'éclairement énergétique maximum pour une exposition permanente est de l'ordre de 0,2 $\mu W/cm^2$ pour les adultes et 0,1 $\mu W/cm^2$ pour les enfants. Sur cette base, la dose reçue pendant 24 heures d'exposition est de 8 640 $\mu Ws/cm^2$.

Si la durée est inférieure à 24 heures, on peut admettre des intensités plus élevées. Le **tableau I** donne les valeurs de l'éclairement énergétique admissible sur les yeux.

L'action sur la peau est très variable selon les individus mais les doses restent très supérieures à celles provoquant la conjonctivite.

Protections

Le verre ordinaire au plomb ou à la chaux, absorbant totalement la raie de 253,7 nm, pourra servir d'écran tout en conservant la visibilité des objets irradiés. Des lunettes ordinaires sont donc efficaces pour protéger les yeux des atteintes des radiations germicides.

Pour protéger la peau, les textiles offrent un écran protecteur suffisant. Par exemple, pour le conditionnement des produits pharmaceutiques en cellule stérile, l'opérateur devra être muni de gants en tissu, l'éclairement énergétique étant supérieur à 200 $\mu W/cm^2$ et la durée de manipulation assez longue.

Caractéristiques des lampes germicides

Nous prendrons comme exemple les deux modèles fabriqués par Mazda sous les références TG15 et TG30. Ce sont des lampes à décharge électrique dans la vapeur de mercure à basse pression qui ont l'avantage d'émettre un rayonnement concentré sur la raie de résonance du mercure à 253,7 nm, là où l'efficacité germicide est maximum. Le principe de fonctionnement est le même que celui des tubes fluorescents, quoiqu'il n'y ait pas de dépôt de poudre fluorescente sur les parois du verre.

Les caractéristiques électriques et dimensionnelles des deux types de lampes sont données au **tableau II**.

La densité du rayonnement germicide à une distance de 1 mètre est d'environ 37 $\mu W/cm^2$ pour le TG15 et 83 $\mu W/cm^2$ pour le TG30.

La variation d'éclairement énergétique est approximativement proportionnelle à l'inverse de la distance jusqu'à 50 cm et à l'inverse du carré de la distance au-delà de 50 cm. Signalons que le flux d'énergie germicide n'est pas constant au cours de la vie de la lampe pour trois raisons :

– Vieillissement du tube (verre spécial perdant ses qualités de perméabilité ; léger dépôt de mercure à l'intérieur du tube).

– Influence du salissement sur les parois externes du tube.

– Influence de la température extérieure (maximum d'efficacité à 20 °C d'ambiance).

Fonctionnement

Comme toutes les lampes à régime d'arc, les lampes germicides doivent être connectées à un appareil d'alimentation (ballast). A l'allumage, un starter assure le préchauffage des cathodes.

Le principe de fonctionnement est donné à la **figure 3.** Les lampes et leurs systèmes d'alimentation se montent sur des réglettes dont la forme est identique à celle qui équipe les tubes fluorescents.

Stérilisation de l'air

L'air est porteur de micro-organismes (microbes, bactéries pathogènes...) qui sont la cause de nombreuses maladies. L'utilisation de lampes germicides s'avère donc très intéressante dans certains milieux où séjournent des êtres vivants.

Le type et le nombre de lampes germicides est choisi en fonction du taux de stérilisation nécessaire (99 % pour un bureau ; 99,99 % pour les blocs opératoires ou les laboratoires spéciaux).

Dans un local équipé de l'air conditionné (air pulsé), on peut disposer les lampes germicides dans les gaines ou conduits de ventilation.

Applications

- **Médical** : blocs opératoires, gaines de ventilation, cabinets de consultation, laboratoires, appareils médicaux, lingeries.
- **Locaux publics** : vestiaires, salles d'attente, nurseries, salles de spectacles, bureaux, ateliers, magasins, restaurants, hôtels, salles de classe, transports en commun, ascenseurs.
- **Chez soi** : chambres d'enfants, cuisines, réfrigérateurs, toilettes, celliers.
- **Alimentation** : chambres froides, salles de conditionnement.
- **Elevage** : poulaillers, étables, écuries, porcheries, jardins zoologiques, infirmeries animalières.

(2) 1 microwatt seconde/cm^2 = 10 erg/cm^2.

TABLEAU 1	
Durée de l'exposition	Eclairement énergétique admissible sur les yeux (microwatt par cm^2)
24 h	0,1
16 h	0,15
8 h	0,3
4 h	0,6
1 h	2,4
10 mn	14,4
1 mn	144

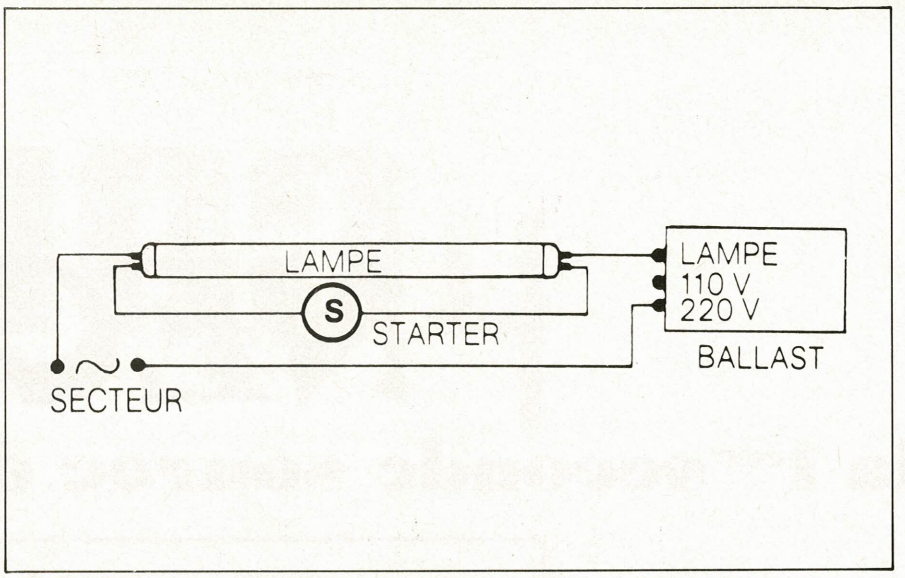


Fig. 3

TABLEAU 2		
Caractéristiques électriques et dimensionnelles		
Type de lampe	TG 15	TG 30
Longueur (mm)	437	894
Diamètre (mm)	26	26
Longueur effective de la source d'ultraviolet (décharge entre électrodes) (mm)	350	810
Puissance de la lampe sans appareil d'alimentation (W)	15	30
Puissance rayonnée dans l'ultraviolet germicide 253,7 nm (W)	3,5	9
Courant dans la lampe (A)	0,31	0,36
Tension d'arc (V)	56	96
Température approximative du tube (°C)	44	44
Culot	G 13	G 13

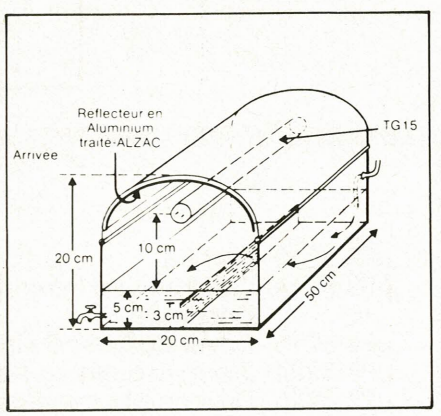


Fig. 4

Stérilisation des liquides

Un certain nombre de maladies étant transmises par l'eau, la première qualité d'une eau potable est d'être exempte de tout germe. Pour réaliser un stérilisateur d'eau, la lampe peut être soit immergée, soit hors du liquide. Les débits ou profondeurs effectives de pénétration sont déterminés en fonction des facteurs de transmission de l'eau à traiter et du taux de stérilisation à atteindre. Ainsi, pour des eaux de réservoirs ou de puits (très absorbantes) le petit stérilisateur de la **figure 4** pourra en 1 heure stériliser 5 litres d'eau avec un taux de l'ordre de 99 %.

On peut stériliser d'autres liquides que l'eau. Cependant, lorsqu'ils sont très absorbants, comme certains sérums, il faut traiter un film d'épaisseur très faible, ce qui pose des problèmes mécaniques d'autant plus ardus que le débit est élevé.

Applications

- Eau chirurgicale.
- Eau potable.
- Eau de fabrication de produits alimentaires ou pharmaceutiques.
- Eau désionisée.
- Eau d'aquarium.
- Alcool à 90°.
- Plasma sanguin.

Stérilisation des solides

Elle dépend de la forme et de la nature des produits à traiter. En effet, l'action germicide est superficielle sur les corps solides qui absorbent la totalité du rayonnement sous une épaisseur très faible de l'ordre du micron. D'autre part, le rayonnement germicide peut avoir sur certains corps une action photochimique : altération des alcaloïdes, rancissement des graisses, vieillissement de certaines matières organiques (papier, plastique, caoutchouc).

Applications

- Traitement de surface.
- Instruments chirurgicaux.
- Instruments de coiffeur.

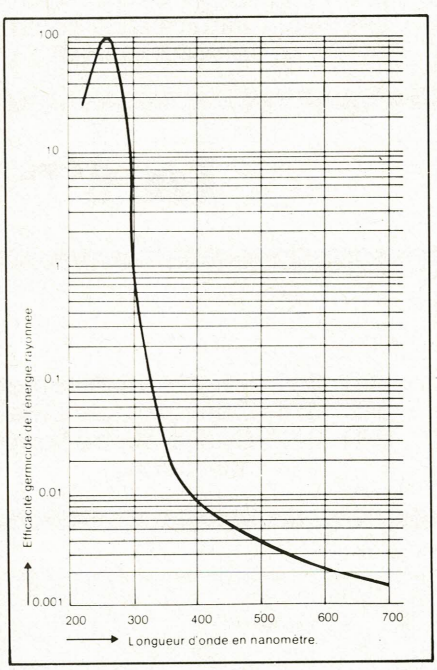


Fig. 2

Bibliographie

Notice sur les lampes germicides Mazda, Compagnie des Lampes, 29, rue de Lisbonne, 75008 Paris. Tél. : 561.97.44.

μCOM

NEC

la 1ère seconde source d'aujourd'hui

UNITÉS CENTRALES 8 BITS

μPD 8080 AF	μPD 8048
μPD 780	μPD 8035
μPD 8085 A	μPD 8041

CIRCUITS PÉRIPHÉRIQUES

μPB 8212 - Port E/S
μPB 8214 - Contrôleur d'interruption prioritaire
μPB 8216 - Driver de bus non-inversant
μPB 8224 - Générateur/driver d'horloge
μPB 8226 - Driver de bus inversant
μPB 8228 - Contrôleur de système
μPB 8238 - Contrôleur de système
μPD 8251 - Interface de communication programmable
μPD 8253 - Timer programmable (asynchr./synchr.)
μPD 8255 - Interface de périphérique
μPD 8257 - Contrôleur DMA programmable
μPD 8259 - Contrôleur d'interruption programmable
μPD 8279-5 - Interface programmable clavier/visu
μPD 8155 - 2 K bits SRAM Ports E/S et timer
μPD 8156 - 2 K bits SRAM Ports E/S et timer
μPD 8355 - Version 8085 A ROM avec E/S

la 1ère source de demain

CIRCUITS PÉRIPHÉRIQUES

μPD 369 - Récepteur/transmetteur asynchr.
μPD 371 - Contrôleur de cassettes
μPD 372 - Controleur de floppy (adaptable mini-floppy)
μPD 379 - Récepteur/transmetteur synchrone (UART)
μPD 758 - Contrôleur d'imprimante
μPD 765 - Contrôleur programmable de floppy, double face, double densité

NEC

NEC ELECTRONICS FRANCE

A Branch of NEC Electronics (Europe) GmbH

27-29, rue des Poissonniers 92200 NEUILLY SUR SEINE Tél. : 747.73.07 - 747.91.13 - Télex : 612986 NECEF

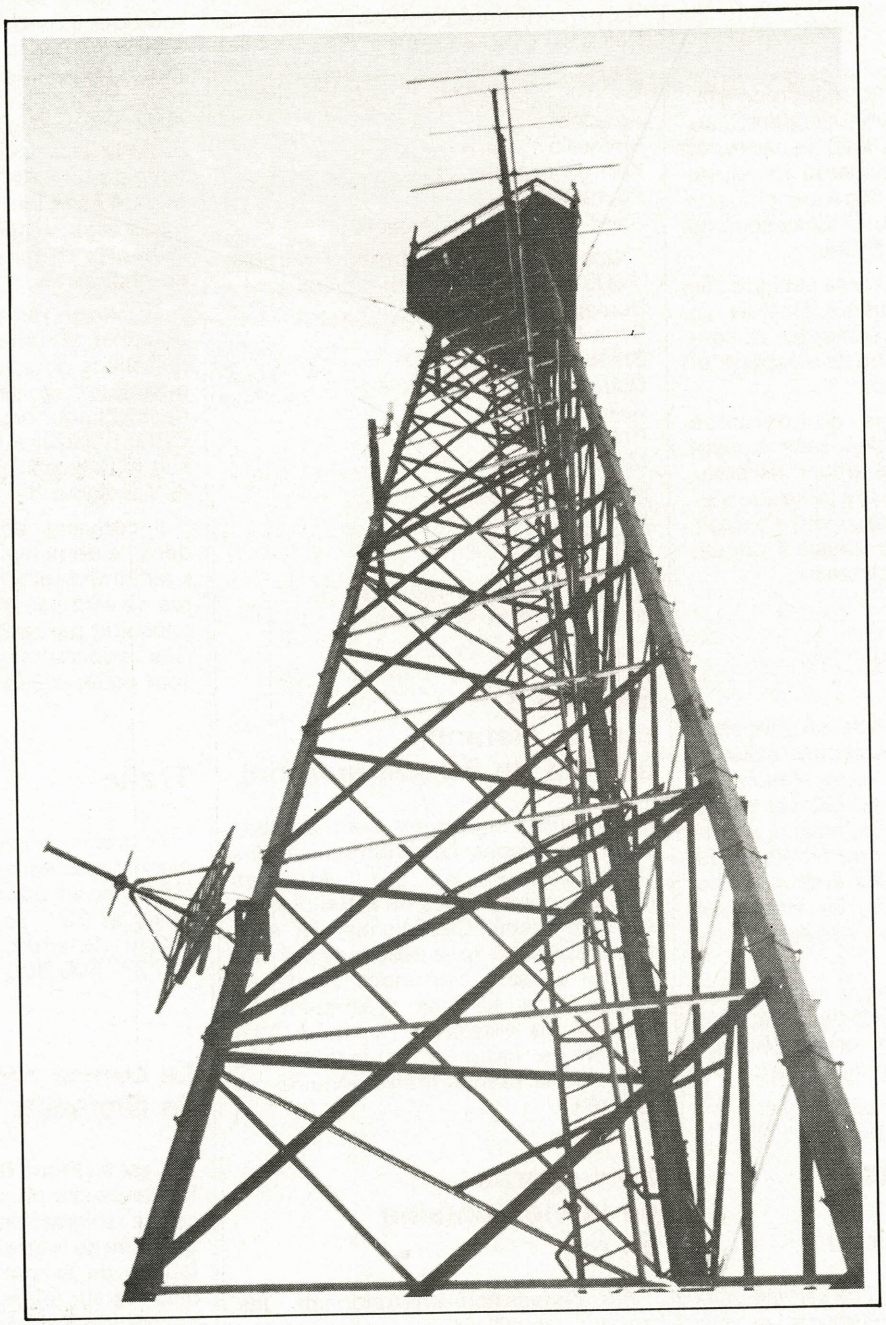
Distributeurs :

ALFATRONIC
La Tour d'Asnières
4, avenue Laurent Cely
92606 ASNIÈRES CEDEX
Tél. : 791.44.44 - Télex : 612790

ASAP
62, rue de Billancourt
92100 BOULOGNE
Tél. : 604.78.78 - Télex : 202170

SPETELEC
Centre Commercial Belle Épine
Europa 111
94532 RUNGIS CEDEX
Tél. : 686.56.65 - Télex : 250801

CAB birépub 579



LA RADIO MARITIME

Les amateurs de réception radio arrivent à capter, sur leurs récepteurs, d'étranges conversations, soit en radiotéléphonie sur ondes hectométriques (bande 1605 à 4000 kHz) et sur ondes métriques (bande 156 à 162 MHz) soit en radiotélégraphie sur ondes hectométriques (bande 405 à 535 kHz). Nous voudrions faire connaître à nos lecteurs en quoi consistent les centres radiomaritimes qui sont en liaison quasi-constante avec les navires en mer écoulant le trafic et assurant la sauvegarde de la vie humaine en mer.

Organisation

Les centres du service mobile maritime, ou centres radio-maritimes établissent les liaisons radiotélégraphiques et radiotéléphoniques avec les navires et participent à la sauvegarde de la vie humaine. Ces centres dépendent tous de la direction des télécommunications du réseau international (DTRI).

L'organisation du service est indiquée sur la carte. D'une manière générale, un centre radiomaritime comporte un centre d'émission, un centre de réception, et un centre d'exploitation.

Certaines stations d'importance secondaire, fonctionnent sans surveillance. Elles sont entièrement télécommandées et reliées par fil à une autre station où se trouve le personnel d'exploitation. On distingue le service à longue, moyenne et courte distance.

Service à grande distance

Compte-tenu du mode de propagation des ondes décamétriques utilisées pour ce service, une seule station est suffisante en métropole. Elle est située à Saint-Lys, près de Toulouse, à proximité également du centre émetteur du Vernet, ou, en plus des émetteurs du service fixe, se trouvent les émetteurs « graphie » et « phonie » nécessaires au service radiomaritime.

Outre-mer, les stations de Fort de France et de Saint-Denis de la Réunion assurent également le service télégraphique en ondes décamétriques.

Service à moyenne distance (portée de l'ordre de 700 km)

Les stations assurant ce service utilisent les ondes hectométriques. Les stations radiotélégraphiques (405 à 535 kHz) sont situées à :
Boulogne-sur-Mer
Brest-le-Conquet
Arcachon
Marseille
Fort-de-France
Pointe-à-Pitre
Saint-Denis-de-la-Réunion.

Les stations radiotéléphoniques (1605 à 4000 kHz) sont situées à :
Boulogne-sur-Mer
Saint-Malo
Brest-le-Conquet.
Quimperlé
Saint-Nazaire
Arcachon
Marseille
Grasse
Cayenne
Fort-de-France
Pointe-à-Pitre
Saint-Denis-de-la-Réunion
Saint-Pierre-et-Miquelon.

Service à courte distance (portée de 50 km environ)

Les ondes métriques sont utilisées dans ces liaisons. Les communications téléphoniques ne sont établies qu'entre points situés ou à peu près en visibilité directe. Ces liaisons VHF sont très stables. La zone desservie par une station utilisant ces ondes étant très limitée, ces stations présentent de l'intérêt au voisinage des côtes. La couverture radio de la totalité des côtes de la France métropolitaine est assurée.

Sauvegarde de la vie humaine en mer

Par convention internationale, les stations travaillant sur ondes hectométriques participent obligatoirement à la sauvegarde de la vie humaine en mer. Indépendamment de l'acheminement du trafic ordinaire, ces stations diffusent des bulletins météo, des avis urgents aux navigateurs, de coups de vent, de tempête, et assurent une veille permanente sur les fréquences internationales d'appel et de détresse (500 kHz en télégraphie et 2 182 kHz en phonie).

Le centre radiomaritime qui perçoit un appel de détresse le répète à pleine puissance pour lui donner la diffusion maximum. Il alerte les organismes qualifiés pour organiser les secours (tel CROSSMED pour la Méditerranée), et suit minute par minute le déroulement de l'accident de mer.

Il convient de signaler également dans ce domaine l'existence du service « radiomédical » qui permet aux navires n'ayant pas de médecin à bord, de consulter par radio un médecin à terre. Ces conseultations radiomédicales sont acheminées gratuitement.

Trafic

Le trafic phonie avec les navires en mer est actuellement en forte croissance (35 % par an pour le trafic grande distance et 20 % par an pour le trafic à courte distance). Il a représenté en 1977 2 500 000 communications.

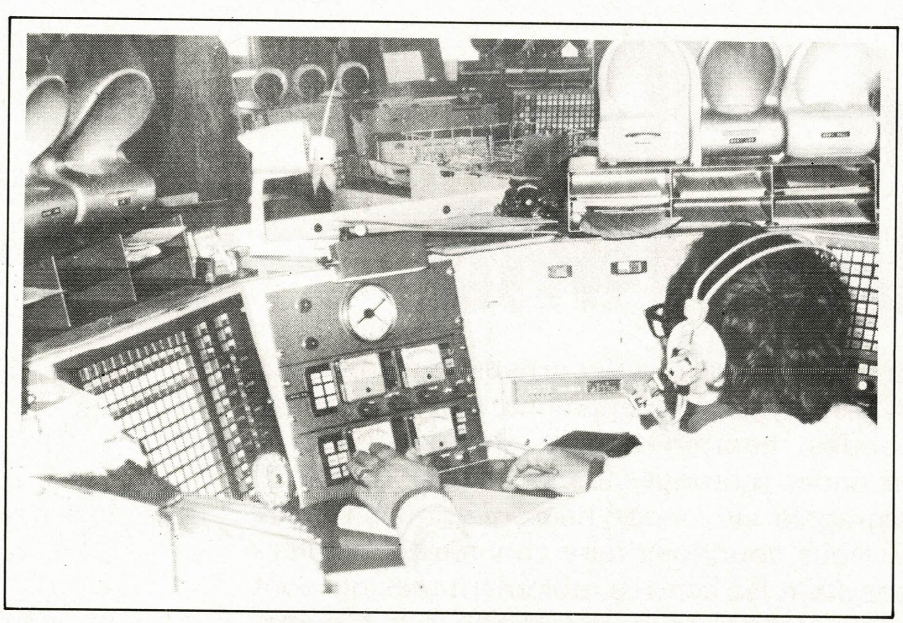
Le centre radiomaritime de Marseille

C'est au Mont-Rose, sur la côte est de la grande cité phocéenne qu'est situé le centre radiomaritime de Marseille. A une centaine de mètres d'altitude, les installations de la station sont solidement ancrées sur les rochers, où subsistent encore les vestiges d'un ancien fort qui défendait jadis l'approche des côtes.

Un imposant pylône où sont suspendues les antennes surplombe les bâtiments. Monsieur Cluzel, chef de centre, nous accueille au bas de l'escalier, et nous fait les honneurs de son domaine. Il nous explique tout d'abord quelle est la vocation des centres radiomaritimes, puis nous conduit dans le « centre nerveux » de la station. Isolés entre eux par des parois transparentes, les opérateurs, casques sur les oreilles, manipulent leurs appareils.

« A tous les navires, ici Marseille-radio. Voici les prévisions météo pour la matinée du... ». Un peu plus loin, un radiotélégraphiste envoie dans l'éther ses signaux C.W, tout en nous saluant. Tout à côté, un télex crépite : l'information va vite à Marseille-radio !

Le chef d'exploitation nous explique la procédure qui est utilisée entre le centre et les navires en mer. Le contact est établi sur une fréquence dite « de veille », puis l'on dégage sur la fréquence de service. Celle-ci est différente selon



En radiotéléphonie...

qu'il s'agisse du trafic téléphonie ou télégraphie.

En radiotéléphonie le trafic s'effectue en modulation d'amplitude, en double bande latérale. Cependant ce mode de transmission tend de plus en plus a disparaître au profit de la bande latérale unique (BLU) qui sera, seule, autorisée à compter du 1er janvier 1982.

La BLU offre plusieurs avantages :

– la voix « passe » mieux dans le QRM ou QRN.
– à puissance égale, la portée est plus importante,
– le spectre des fréquences est moins encombré, la bande occupée étant nettement plus étroite.

Pour le trafic local (50-80 km), on utilise la modulation de fréquence en VHF (vers 156 MHz environ), qui présente une excellente qualité de modulation et un confort remarquable dans la transmission.

Au Mont-Rose se trouvent uniquement les stations de réception; les émetteurs étant situés dans un centre déporté à quelques kilomètres, de façon à éviter les interférences. Bien entendu, si une panne générale (extrêmement rarissime) intervenait au niveau des émetteurs, Marseille-radio dispose d'émetteurs de secours au centre de réception, qui lui permettrait de ne pas interrompre le trafic.

Petit à petit, les anciens équipements à tubes ont été progressivement remplacés par des transistors. Ceci n'a pas été très facile, car il était hors de question de tout arrêter pour effectuer ces importantes modifications. Il a donc fallu, tranche par tranche, apporter ces améliorations techniques.

Par contre, les équipements comportant transistors et circuits intégrés en grand nombre sont fortement sujets aux détériorations dues à la foudre et aux courants telluriques : c'est une des sources d'ennui redoutée par les techniciens de la maintenance.

Plusieurs stations dépendent, techniquement, du Mont-Rose. C'est le cas de Martigues, Grasse, Toulon et Sète. Certaines sont télécommandées depuis le Mont-Rose ce sont Martigues et Grasse.

L'ensemble de ces stations, auquel il convient d'ajouter Bastia, Perpignan, et Ajaccio, indépendantes de Marseille-Radio, permet une bonne couverture de la Méditerranée.

Trafic en VHF

La plupart des navires sont équipés sur VHF, ce qui leur permet de pouvoir converser avec Marseille-radio en toute sécurité, la transmission FM étant exempte de parasites. Le système utilisé est dit « à canaux », qui sont numérotés. Par exemple : canaux nº 16 – 21 – 24 – 26 etc. Ces fréquences sont fixes pour les bateaux comme pour la station. L'opérateur du centre n'a ainsi qu'à appuyer sur un bouton pour converser avec le navire, la conversation s'effectuant en duplex, comme au téléphone, contrairement au système « alternat », qui oblige l'un des correspondants à écouter l'autre et vice-versa. Ce système apporte donc une grande facilité d'exploitation dans l'écoulement du trafic.

Les stations radiomaritimes étant, en général, situées sur des points hauts, celles-ci sont souvent en visibilité quasi-optique avec les navires, et la propagation VHF en mer, compte-tenu de l'absence d'obstacles, est souvent très bonne.

C'est ainsi que des liaisons directes en ondes métriques sont réalisées entre des navires se trouvant à proximité de Marseille-radio et des stations cotières espagnoles, voire algériennes, lors de périodes de propagation exceptionnelle, mais cela arrive rarement.

La puissance d'émission est de 25 W, ce qui est très suffisant, d'autant que, les canaux étant séparés de 25 kHz seulement, une puissance supérieure pourrait engendrer des interférences.

Le centre VHF déporté de Martigues, dessert plus spécialement la zone de l'étang de Berre, et, également, celle de Fos-sur-Mer.

Liaisons avec les centraux téléphoniques

Le centre est relié par câbles P.T.T. aux centraux téléphoniques de la ville de Marseille. Ce système possède un inconvénient majeur quand il s'agit de la sécurité : ces câbles sont sujets à des coupures accidentelles (lors de travaux de voirie par exemple) ou encore à des détériorations dues aux orages. Pour pallier ces inconvénients, le centre utilise des faisceaux hertziens, avec aériens paraboliques. Ces faisceaux sont reliés à des centraux téléphoniques différents de ceux qui sont utilisés avec les câbles, de façon à doubler la sécurité de l'exploitation. Les émetteurs sont ainsi télécommandés soit par câbles, soit par les faisceaux hertziens, dans un rapport de moitié-moitié environ.

Le faisceau hertzien a cependant un défaut : sa sensibilité aux coups de foudre, ce qui implique le fait de conserver les liaisons filaires.

La région marseillaise étant accidentée, le centre radiomaritime n'est pas en vue directe des centraux téléphoniques. C'est la raison pour laquelle un relais hertzien a été installé à Grande-Etoile, près des installations TDF, de façon à rayonner sur le central de la Joliette, celui de Martigues et la station déportée de Marseille-radio à la jetée. On dispose ainsi de liaisons téléphoniques et de liaisons de télécommande sur des fréquences de 7 GHz. Grâce à l'étroit faisceau du rayonnement, un équipement de 50 mW, tout transistorisé, est suffisant, car l'on dispose d'un excellent rapport signal/bruit.

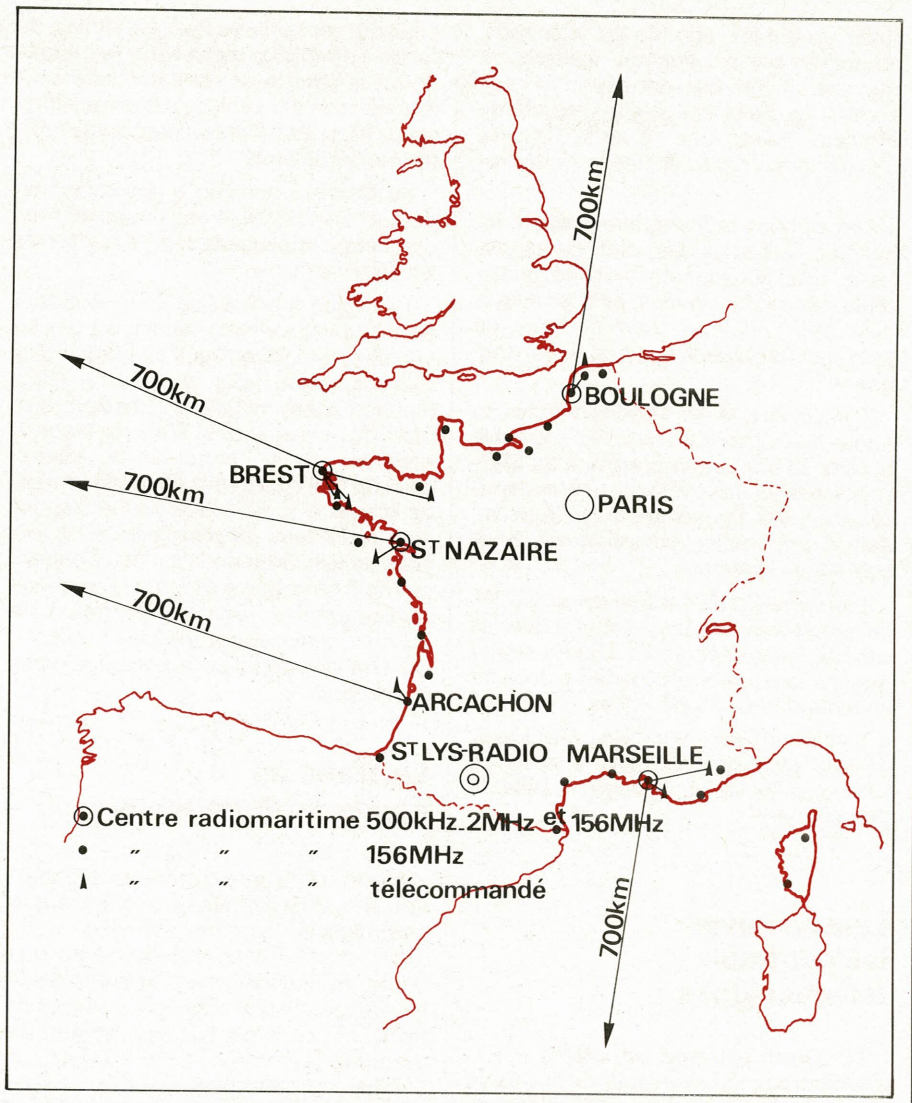
Le trafic en bande latérale unique

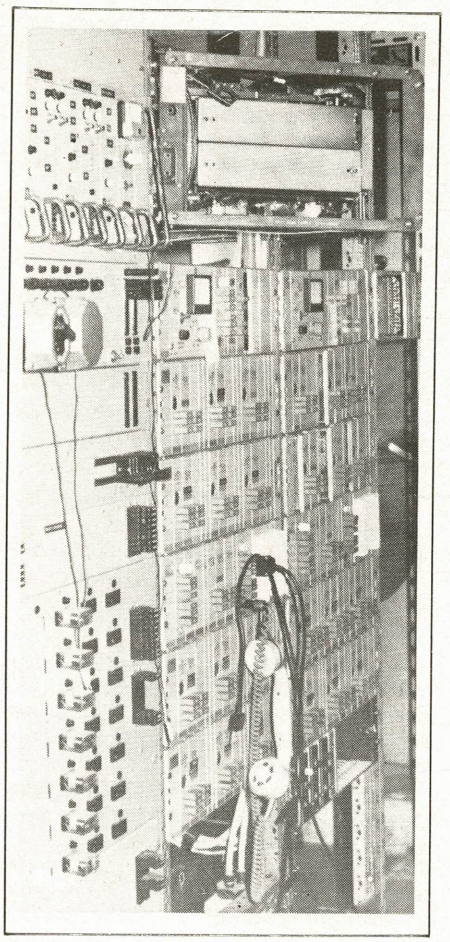
Le centre dispose d'émetteurs modernes, en bande latérale unique. Fonctionnant dans les gammes « marine » entre 1605 et 4000 kHz, ils comportent certaines fréquences avec appel sélectif, fréquences de détresse et fréquences de trafic. Un petit oscilloscope permet de visualiser le contrôle de la modulation, soit par la méthode du trapèze, soit par toute autre méthode permettant le réglage correct de l'émetteur.

Les antennes

Un important pylône, érigé près des bâtiments d'exploitations supporte les aériens hectométriques et VHF. Des

... comme en télégraphie, les techniciens des centres radiomaritimes veillent sur les ondes 24 heures sur 24.





Les circuits de télécommandes demandent un système de relayage très élaboré.

systèmes de commutations automatiques préservent les récepteurs lors du passage en porteuse, en mettant à la masse les antennes de réception. Cette précaution, rendue impérative, est cependant peu utilisée, du fait que les émissions s'effectuent au centre déporté de la jetée, à quelques km de là.

Des filtres passe-haut de 2 MHz permettent l'élimination des émissions de radiodiffusion très puissantes dans le voisinage. D'autres filtres, dits de « multicouplage », permettent de raccorder une antenne sur 8 récepteurs différents, avec le minimum de pertes.

Alimentation en énergie

Marseille-radio est alimenté en secteur EDF 5 500 V par une cabine haute-tension située au pied de la colline. Le réseau 127-220 V est obtenu dans cette cabine, avec un ensemble de sectionneurs, disjoncteurs, etc. visualisés sur un panneau de télécommande.

Dans une vaste pièce attenante, nous trouvons les deux groupes électrogènes de 30 kW chacun, qui assurent l'alimentation de la station en énergie électrique. De nos jours, ils fonctionnent peu, ce qui n'était pas le cas dans les années 1950/1960, où, la station étant alimentée par ligne aérienne, les pannes de secteur étaient fréquentes.

Ces groupes sont en position d'attente permanente, grâce à des bougies chauffantes qui tiennent l'eau a une certaine température. Ainsi le démarrage des groupes se fait instantanément : il n'y a pratiquement pas de coupure au moment où le groupe supplée le secteur E.D.F.

Ce temps est d'ailleurs réduit encore grâce à la mise en service d'onduleurs (2 à 3 s). Le démarrage se fait automatiquement par batteries, chargées en permanence.

Un ensemble de batteries alimente les amplis, les liaisons réseau et, en général, tout le matériel transistorisé. On distingue un ensemble 600 AH-110 V, qui sera probablement abandonné dans le futur. Une seconde installation formant un groupe de batteries de 1 000 AH, mais sous 24 V, étant plus pratique et tient beaucoup moins de place. Le remplacement des tubes par les ensembles transistorisés demandant une consommation en puissance beaucoup plus réduite.

Le sol avoisinant la station étant essentiellement constitué de rocher, il a fallu constituer un réseau de terre, à partir d'éléments métalliques reliés entre eux par des câbles nus de forte section. Le même problème a été rencontré aux stations de Toulon et de Marseille-grande-étoile, où les chutes de la foudre créent beaucoup de soucis aux techniciens.

Conclusion

Nous espérons que ces quelques lignes auront contribué à faire connaître à nos lecteurs ce qu'est le service radiomaritime en France, et ce qu'est le travail de ses agents qui, jour et nuit, sont à l'écoute et assurent la sécurité des navires. Si leur travail est aussi important que celui des « aiguilleurs du ciel », il est, il faut le dire, moins connu et moins apprécié.

Nous remercions particulièrement, messieurs :

– Bechet, directeur adjoint de la Direction des Télécommunications du réseau international,
– Cluzel, chef de station du Centre radiomaritime de Marseille,
– les chefs d'exploitation de la maintenance, ainsi que les techniciens et opérateurs de « Marseille-Radio » pour l'aide qu'ils nous ont apportée et leur accueil sympathique.

J. Ranchet
Photos : A. Chausse

Réseaux de distribution des semi-conducteurs

ADVANCED MICRO DEVICES

Mandataire :

● **A.M.D. France** : Silic 314, 20, rue Saarinen, 94588 Rungis Cedex. Tél. : 686.91.86.

Distributeurs :

● **Société A 2 M** : 40, rue des Tilleuls, 92100 Boulogne-Billancourt. Tél. : 603.66.40.

● **Société R.T.F.** : 73, av. Charles-de-Gaulle, 92200 Neuilly-s/Seine. Tél. : 747.11.01.

A.E.G. TELEFUNKEN

● **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, avenue des Andes, B.P. 88, 91403 Orsay. Tél. : 907.78.78.

● **Application Electronique** : 2-14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. – 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (15.61) 42.64.28.

● **Sterc-Maissiat S.A.** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Debelle** : 13, rue Baptiste-Marcet, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (15.76) 21.50.27.

● **Facen Electronique** : Z.I. d'Heillecourt-Houdemont, 944 X, 54044 Nancy Cedex. Tél. : (16.28) 51.00.05. – 110, avenue des Flandres, 59110 Wasquehal. Tél. : (16.20) 72.06.80. – 6, rue Emile-Rouze, 59000 Lille. Tél. : (16.20) 96.93.07. – Z.I. de Mundolsheim, rue Vauban, 67450 Strasbourg Mundolsheim. Tél. : (16.88) 20.20.80.

● **Actel** : 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 657.81.50.

● **Tekimex** : 13, boulevard Voltaire, 75011 Paris. Tél. : 355.63.00.

A.M.I.

● **A.M.I. France** : 124, avenue de Paris, 94300 Vincennes. Tél. : 374.00.90.

Distributeurs :

● **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

● **Tekelec Airtronic** : Cité des Bruyères, 5, rue Carle-Vernet, BP 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

Cette liste est remise à jour à chaque parution

ANALOG DEVICES

● **Analog Devices France** : Centre d'Affaires Silic, 12, rue Le Corbusier, Bât. « léna ». 94533 Rungis Cedex L204. Tél. : 687.34.11.

Agences :

● **Agence Rhône-Alpes A** 17, rue des Orphelines, 38500 Voiron. Tél. : 16.76/05.51.08.

● **Agence de l'Ouest** : 70, rue Anne-Marie Javouhey, 61000 Alençon. Tél. : 16.33/26.07.61.

● **Agence du Sud-Ouest** : 281, route d'Espagne, 31076 Toulouse. Tél. : 16.61/40.38.77.

CML

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

DELCO

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

E.F.C.I.S.

● **EFCIS** : 85 X, 38041 Grenoble Cedex, Tél. : (76) 97.41.11.

EXAR

● **Tekelec Airtronic** : B.P. 2, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35. – 69, rue Bataille, 69008 Lyon. Tél. : (78) 74.37.40. – 281, route d'Espagne, 31076 Toulouse Cedex. – 7, rue Descartes 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.62.35. Beau-Manoir VII, Allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. – 4, rue Fischart, 67000 Strasbourg. – Parc Industriel Bersol, Voie romaine, 33600 Pessac. Tél. : 16.56/45.32.27.

FAIRCHILD

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony Cedex. Tél. : 666.21.12
- **Feutrier** : avenue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarrez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Gros S.A.** : 13, avenue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. – 14, avenue du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : (28) 35.17.35.
- **Scientech S.A.** : 11, avenue Ferdinand-Buisson, 75016 Paris. Tél. : 609.91.36.
- **R.E.A. Distribution** : 9, rue Ernest-Cognacq, 92300 Levallois. Tél. : 758.11.11.
- **Sté Toutelectric** : 15-17, boulevard Bon-Repos, B.P. 406, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.47.84.
- **S.R.D** : 88, rue du Commandant-Magès, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.33.55-64.23.79. et 78.
- **Aufray et Cie** : 45, rue Gustave-Nicolle, B.P. 472,76057 Le Havre Cedex. Tél. : (16.35) 21.34.00.

Représentant stockiste :

- **Dimex** : 12, rue du Séminaire, 94150 Rungis. Tél. : 686.52.10.

FERRANTI

- **Ceram** : 31, rue du Dr-Finlay, 75015 Paris. Tél. : 577.42.50.

GENERAL ELECTRIC

- **Comptoir Commercial d'Importation** : 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 2. Tél. : 261.55.49.

Dépositaires :

- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 09.69.81.
- **Autelec** : 3, rue du Lieu de Santé, 76000 Rouen.
- **Dime** : 22, Bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Dimel** : « Le Marino », avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon.
- **Radio MJ** : 19, rue Claude-Bernard, 75005 Paris.
- **Radio Voltaire** : 7, avenue Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.

GENERAL INSTRUMENT

- **Sterc Maissiat** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex, Tél. : (40) 71.45.75.
- **Sorhodis** : 39, rue Dedieu, 69100 Villeurbanne.
- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Cogie** : 3, bd Anatole-France, 93304 Aubervilliers.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

GENERAL INSTRUMENT MICROELECTRONICS

- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

HARRIS SEMICONDUCTOR

- **Spectelec** : Tour Europa, Belle-Epine, Europa III, 94320 Thiais. Tél. : 686.56.65.
- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **A2M** : 18, avenue Dutartre, 78150 Le Chesnay Parly II. Tél. : 955.32.49.

HEWLETT-PACKARD

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Feutrier** : Rue des Trois-Glorieuses, 42270 St-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Feutrier Ile-de-France** : 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, Zone Silic, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.

INTEL CORPORATION

Mandataire :

- **Intel Corporation** : 74, rue d'Arcueil, Silic 223, 94528 Rungis Cedex. Tél. : 687.22.21.

Distributeurs :

- **Tekelec-Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.
- **Métrologie** : La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cély, 92606 Asnières. Tél. : 791.44.44.
- **Celdis S.A.** : 53, rue Charles Frérot, 94250 Gentilly. Tél. : 581.00.20.

INTERSIL

- **Intersil** : 3, rue de Marly, 78000 Versailles. Tél. : 953.47.08.

Distributeur :

- **Tekelec-Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

I.T.T. INTERMETALL

- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Disserel** : 32/36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **Sefar** : 7/15, rue de Bezons, 92400 Courbevoie. Tél. : 333.59.21.
- **Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.
- **C.E.I.N.** : 19, rue de Tournai, B.P. 93, 59230 St-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.

● **Sertronique** : 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans Cedex 43. Tél. : (43) 84.24.60 – 37, rue Saint-Eloi, 76000 Rouen. Tél. : (35) 88.00.38. – 59, rue Alexandre Duval, 35000 Rennes. Tél. : (99) 30.78.78. – Z.U.P. Bd d'Armor, 22300 Lannion. Tél. : (96) 38.40.67.

● **I.D.E.M.** : 168, chemin Lanusse, 31019 Toulouse. Tél. : (61) 47.63.73/58.10.

● **Euromail** : Z.I. rue Frédéric-Joliot, B.P. 145, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (91) 26.58.11. – 8, rue du Port, 92100 Boulogne. Tél. : 605.60.97.

Comptoirs de vente :

● **Adime** : 89, av. P.-Brossolette, 92120 Montrouge. Tél. : 655.89.89.

● **Ciel** : 4/6, rue Victor-Hugo, 94190 Villeneuve-St-Georges. Tél. : 389.59.24.

● **Radio-Douane** : 4, rue Yves-Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.

● **Radialex** : 74, rue de Vendôme, 69457 Lyon Cedex 3. Tél. : (78) 89.45.45. – 3, rue Moyrand, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 87.81.12.

KERTRON

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

LAMBDA ELECTRONIQUE

● **Lambda Electronique** : B.P. 77, 91403 Orsay Cedex. Tél. : 012.14.87.

● **Ets Baltzinger** : 12-26, rte du Gal de Gaulle, 67300 Schiltighein. Tél. : (88). 33.18.52.

● **C.P.E.** : 51, rue de la Rivière, 78420 Carrières-sur-Seine. Tél. : 914.61.36.

● **Direct** : 151-153, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.

● **Eltec** : 58, rue Dammartin, 59100 Roubaix. Tél. : (20) 70.56.19.

● **Flagelectric** : B.P. 29, 63014 Clermont-Ferrand Cedex. Tél. : (73) 92.13.46.

● **Sorhodis** : 150-152, rue Anatole France, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.00.44.

● **Spelec Composants** : 89, rue Riquet, 31071 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.34.72 – 226-228, Cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98.

● **S.R.D.** : 88, rue du Cdt-Mages, 13001 Marseille. Tél. : (91) 64.43.78.

MOS TECHNOLOGY

Mandataire et distributeur :

● **P.R.O.C.E.P.** : 51, rue de la Rivière, 78420 Carrières-s/ Seine, B.P.24. Tél. : 968.31.97.

MOSTEK

Circuits intégrés, microprocesseurs et systèmes.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil Cedex 137, 94150 Rungis Silic. Tél. : 687.23.13 – 31.36.

● **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

Cartes et systèmes mémoire.

● **I.P.C.** : 113, avenue Aristide-Briand, 91400 Orsay. Tél. : 010.19.27.

MOTOROLA SEMI-CONDUCTEURS

● **Sté Commerciale Toutelectric** : 15, bd Bonrepos, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.11.33. – 81/83, quai de Queyries, 33100 Bordeaux. Tél. : (16.56) 86.50.31.

● **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.

● **Gros A.A.** : 13, rue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-Les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. – 14, av. du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : 35.17.35. – 5, rue Pascal, 94800 Villejuif. Tél. : 678.27.27/75.81.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.-31.36.

● **Ets F. Feutrier Ile-de-France** : 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.

● **Sté Celdis S.A.** : 53, rue Charles-Frérot, 94250 Gentilly. Tél. : 581.04.69.

● **Bellion Electronique** : Z.I. des Kerscao/Brest, B.P. 16, 29219 Le Relecq Kerhuon. Tél. : (98) 28.03.03.

NATIONAL SEMI-CONDUCTOR

● **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, avenue de la Baltique, B.P. 88, 91400 Orsay. Tél. : 907.78.78.

● **Facen** : 2/6, rue Émile-Rouzé, 59000 Lille. Tél. : (20) 96.93.07. - 110, av. de Flandre, B.P. 99, 59290 Wasquehal. Tél. : (20) 72.06.80. - Z.I. Heillecourt, 944 X, 54140 Nancy. Tél. : (28) 51.00.05. - Z.I. Vauban, 6, rue Vauban, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.20.80. - Centre de Gros, bd Lénine, 76800 St-Étienne-du-Rouvray. Tél. : (35) 65.36.03 et 65.39.06.

● **Sterc Maissiat** : 2, rue de Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Application Électronique** : 14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. – 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.64.28.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.

● **R.T.F./Distronique** : 73, av. Ch.-de-Gaulle, 92202 Neuilly. Tél. : 747.11.01.

● **Ets Debelle** : 13, rue Baptiste Marcel, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (76) 21.50.27. – 9 bis, rue du Bas-Chamflour, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 36.47.10.

● **Fime** : Z.A. La Cerisaie, 3, rue de Chevilly, 94262 Fresnes. Tél. : 666.95.01.

● **Centralp Automatismes** : 271, bd Pinel, 69200 Vénisseux. Tél. : (78) 74.06.28.

● **D.E.E.** : 87 bis, rue Sainte, 13007 Marseille. Tél. : (91) 33.16.68 – 33.14.84.

● **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.

● **Direlec** : 19, bd Lafayette, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 91.69.80.

● **Dixel** : 17, bd de Richelieu, 92500 Rueil-Malmaison. Tél. : 977.00.12.

● **E.T.N.** : 8, rue de la Croix d'Yonville, 76042 Rouen Cedex. Tél. : (35) 88.51.51.

● **Fachot Electronique** : 5, bd Robert-Sérot, B.P. 321, 57007 Metz. Tél. (87) 30.28.63 – 30.33.67.

● **Goirand** : 1, rue des Résistants, 38400 Saint-Martin-d'Heres. Tél. : (76) 25.50.90.

● **Isa Electronique** : 52, rue d'Achères, 78600 Maisons-Laffitte. Tél. : 962.90.61.

● **Morin Industrie** : 52, av. Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48.

● **O.E.S.O** : Rue Emile Zola, 87000 Limoges. Tél. : (55) 77.18.71. – 24, rue Denis-Papin, 16000 Angoulème. Tél. : (45) 95.43.77. – 6, rue de la Demi-Lune, 86004 Poitiers. Tél. : (49) 41.40.94.

● **Omni Tech** : 51/21, rue Camille Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 257.62.80.

● **Radio Voltaire** : 7, av. Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.

● **Sanelec** : 236/240, rue du Fg d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (20) 98.92.13.

● **Segic** : (B.P. 10, 60104 Creil). Tél. : (44) 71.01.78. – Rue de la République, 60670 Monchy Saint-Eloi.

● **Selfco** : 31, rue du Fossé des Treize, 67000 Strasbourg. Tél. (88) 22.08.88.

● **Serreau Electronique** : 5, allée du Muguet, 35510 Cesson-Sevigne. Tél. : (99) 62.21.17.

● **Sodimep** : 8, av. Léon Viala, 31400 Toulouse. Tél. : (61) 52.01.21.

● **Tarbelec** : 45 bis, place du Foirail, 65000 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82.

SESCOSEM

● **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau B.P. 8, 33401 Talence Cedex. Tél. : (56) 80.24.70. – « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.

● **Sodimep** : 8, avenue Léon-Viala, 31400 Toulouse. Tél. : (61) 52.01.21.

● **Sud Composants** : Traverse La Caransane, La Valentine, 13011 Marseille. Tél. : (91) 43.21.84.

● **Dimel** : Le Marino, avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.

● **Sèdre** : 21, avenue de la Plaine Fleurie, 38240 Meylan. Tél. : 87.68.74. – 27, rue Voltaire, 42100 Saint-Etienne. Tél. : (77) 32.80.57. – 10/12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.30.96.

● **Codirel (Codicom)** : 105, rue Sadi-Carnot, 93170 Bagnolet. Tél. : 361.49.99. – rue du Grand-Véon, 10000 Troyes. Tél. : (25) 82.17.43.

● **D.I.E.L. (Codicom)** : 73, avenue Pierre-Larousse, 92240 Malakoff. Tél. : 656.70.44.

● **G.E.D.I.S.** : 165/167, rue J.-P. Timbaud, 92400 Courbevoie. Tél. : 788.50.13. – 53, rue de Paris, 92100 Boulogne. Tél. : 604.81.70. – Neuillé-le-Lierre, 37780 Monnaie. Tél. : (47) 52.96.07.

● **S.I.D.E. (Codicom)** : 34, avenue Robert-Schuman, C2 Résidence de l'Europe, 59370 Mons-en-Barœul. Tél. : (20) 04.75.08. – Résidence Front de Seine, 41, quai du Havre, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.22.99.

● **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 22.08.88.

● **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.

● **Auverlec** : Z.I. 2, rue de l'Industrie, B.P. 2, 63800 Cournon d'Auvergne. Tél. : (73) 92.14.77.

S.G.S. ATES

● **Euromail** : 8, rue du Port, 92000 Boulogne. Tél. : 603.12.72. – Z.I. rue Frédéric-Joliot, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.

● **Gallec** : 29, rue Raymond-Losserand, 75014 Paris. Tél. : 322.70.85.

● **Nadis** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.

● **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

● **Auverlec** : 2, rue de l'Industrie, Z.I. Cournon, 63002 Clermont-Ferrand Cedex. Tél. : (73) 92.14.77.

● **DEL** : 8, rue des Frères-Bertrand, 69632 Venissieux. Tél. : (78) 69.36.29. – Rue de l'Escaut, Z.I. de St-Appolinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45.

● **Delta Composants** : Z.I. rue Louis-Armand, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.

● **Direct** : 151, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.

● **Hohl et Danner** : Z.I. Strasbourg-Mundolsheim, B.P. 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11.

● **Irsutti** : 25/27, rue du Mont-d'Arène, 51100 Reims. Tél. : (26) 88.31.29.

● **Malbec** : 17, rue du Luxembourg, Z.I., 37100 Tours 02. Tél. : (47) 54.43.96.

● **Serime** : B.P. 501, Z.I. A, 59113 Seclin. Tél. : (20) 95.92.72.

● **Spelec Composants** : 89, rue Riquet, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72. – 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98.

● **R.T.F.** : 73, avenue Charles-de-Gaulle, 92202 Neuilly. Tél. : 747.11.01.

SIEMENS

● **Asterlec/Avirex** : 5 bis, rue S.-Gryphe, 69007 Lyon. Tél. : 72.88.65.

● **Baltzinger et succursales** : 18/26, route du Gal-de-Gaulle, 67300 Strasbourg-Schiltigheim. Tél. : 33.18.52.

NIPPON ELECTRIC COMPANY

● **NEC Electronics France** : 27/29, rue des Poissonniers, 92200 Neuilly-s-Seine. Tél. : 747.91.13.

Distributeurs :

● **Alfatronic** : La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cely, 92606 Asnières. Tél. : 791.44.44.

● **ASAP** : 62, rue de Billancourt, 92100 Boulogne. Tél. : 604.78.78.

● **Spetelec** : Tour Europa Belle-Epine, Europa III, 94532 Rungis Cedex. Tél. : 686.56.65.

PLESSEY

● **Plessey France** : Tour Anjou, 33, quai National, 92800 Puteaux. Tél. : 776.43.34.

Distributeur :

● **Sté Matéléco** : 36, rue Guy-Mocquet, 92240 Malakoff. Tél. : 657.70.55.

RAYTHEON SEMICONDUCTOR

● **Raytheon Semiconductor France** : La Boursidière, RN186, 92350 Le Plessis-Robinson. Tél. : 631.06.76.

Distributeurs :

● **Tekelec Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

● **Diode France** : Z.I. La Cerisaie, 1, allée des Platanes, 94260 Fresnes. Tél. : 666.98.01.

● **Sté A.S.A.P.** : 62, rue de Billancourt, 92100 Boulogne. Tél. : 604.78.78.

R.C.A.

● **Radio Équipements Antares** : 14/16, rue Baudin, 92301 Levallois-Perret. Tél. : 758.11.11.

● **Almex** : Z.I., 48, rue de l'Aubépine, 92160 Anthony. Tél. : 666.21.12.

● **Tekelec** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

ROCKWELL

● **R.E.A.** : BP 5, 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret Cedex. Tél. : 758.11.11.

R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE COMPELEC

● **R.T.F. Diffusion** : 59/63, rue Desnouettes, 75015 Paris. Tél. : 533.69.43.

● **Omnitech** : 15/21, rue Camille-Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 257.62.80.

● **Omni-Tech boutique** : 82, rue de Clichy, 75009 Paris. Tél. : 874.18.88. – 280.04.86.

● **Disserel** : 32 à 36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.

● **Morin Industrie** : 52, rue Jean-Jaurès, BP 29, 10600 La Chapelle-Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48. – 120, bd de Lambasle, 45400 Fleury-les-Aubrais. Tél. : (38) 62.30.38.

● **Hohl et Danner** : Z.I. B.P. 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11. – 58, rue de Belfort, 68200 Mulhouse. Tél. : (89) 42.11.86. – Z.I. D'Heillecourt, 54044 Nancy Cedex. Tél. : (28) 51.42.30.

● **Sté Electronique du Centre** : B.P. 14, Z.I. de Cournon, 63800 Cournon. Tél. : (73) 84.60.08.

● **Vedeche Electronique** : 45, rue Saint-Basile 13001 Marseille. Tél. : (91) 95.81.82.

● **Sanelec** : 7, rue de la Couture, Z.I. de la Pilaterie, 59700 Marcq-en-Barœul. Tél. : (20) 98.92.13.

● **Sertronique (C.E.I.M.)** : 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans. Tél. : (43) 84.24.60. – 4, rue de Locmenart, 22200 Guingamp. Tél. : (96) 43.87.99. – 37, rue St-Eloi, 76000 Rouen. Tél. : (35) 88.00.38. – 15, av. Monseigneur-Mouézy, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.58.31.

● **Rhonalco / Isolants du Rhône** : 4, rue Roger-Bréchan, 69003 Lyon. Tél. : (78) 53.00.25. – 45, rue des Eaux-Claires, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 96.08.12.

● **Ets Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.

● **Cedso** : 31, av. du 18e R.I., 64000 Pau. Tél. : (59) 27.03.56. – 14, av. Tolosane, 31520 Ramonville-Saint-Agne. Tél. : (61) 73.35.18. – 150, cours du Gal-de-Gaulle, 33170 Gradignan. Tél. : (56) 89.04.56.

SEMIKRON

● **Alpelec** : 16, rue Claude Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (78) 09.69.81.

● **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, B.P. 38, 33401 Talence. Tél. : (56) 91.13.92.

● **A.S.N. Diffusion** : 86, av. du Maréchal-Leclerc, 94700 Maisons-Alfort. Tél. : 378.24.03.

● **Ban Elec** : 90, rue Sémard, 92320 Châtillon. Tél. : 655.43.43.

● **C.E.I.N.** : 289, rue d'Arras, B.P. 93, 59505 Douai Cedex. Tél. : (20) 88.66.40. – 21, rue de Tournai, 59230 Saint-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.

● **Comptoir Electrique de Champagne (C.E.C.)** : Z.I. B.P. 29, 52101 Saint-Dizier. Tél. : (27) 05.05.38.

● **Charlas** : 38, av. Alsace-Lorraine, 38000 Grenoble. Tél. (78) 44.29.02.

● **Dahan** : 3 bis, rue Pierre Loti, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.54.64.

● **Ban-Elec** : 90, rue Pierre-Sémard, 92320 Châtillon. Tél. : 655.43.43.

● **Cibot Radio** : 1 et 3, rue de Reuilly, 75580 Paris Cedex 12. Tél. : 346.63.76.

● **Del** : 45, rue Gabriel-Péri, 78210 St-Cyr l'École. Tél. : 460.65.70.

● **Erel et succursales** : 6, rue Crozatier, 75012 Paris. Tél. : 345.80.80.

● **Euromail et succursales** : Z.I., rue Frédéric-Joliot, 13290 Les Milles. Tél. : 26.58.11.

● **Flagelectric et succursales** : 47, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63100 Clermont-Ferrand. Tél. : 92.13.46.

● **O.R.T.A.M.** : 11, rue de Crouy, 59100 Roubaix. Tél. : 70.24.16.

● **R.T.D.** : 4, rue Yves-Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.

● **Sté d'Exploitation des Ets Stockelec et succursale** : 16/18, rue d'Alger, 72000 Le Mans. Tél. : 24.11.54.

LE SILICIUM SEMICONDUCTEUR SSC

● **Comerel** : 15, rue du Colonel-Delorme, 93100 Montreuil. Tél. : 374.50.98.

● **Gallec Electronique** : Centre Commercial, 40, rue des Fontenelles, 92000 Nanterre. Tél. : 774.76.86. – 29, rue Raymond-Losserand, 75014 Paris. Tél. : 566.92.89-734.25.65.

● **National Distribution** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.

● **Spelec Composants** : 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98. – 89, rue Riquet, 31071 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72.

● **Auverlec, Pierre Gouteyron S.A.** : 2, rue de l'Industrie, 63800 Cournon B.P. 49. Tél. : (73) 92.14.77.

● **Pellet et Solignac** : rue de l'Escaut, Z.I. de Dijon, St-Apollinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45. – 10, avenue de Romans, B.P. 38, 38360 Sassenage. Tél. : (76) 88.40.11.

● **Serime** : Z.I. A, B.P. 501, 59113 Seclin. Tél. : (20) 95.92.72.

● **Ets P. Gouteyron** : 17/21, rue Fulton, Z.I. Nord, 87100 Limoges. Tél. : (55) 37.42.81.

● **Docks Electroniques Lyonnais** : 8, rue des Frères-L. &-E.-Bertrand, 69632 Venissieux. Tél. : (78) 69.36.29.

● **Sté de Représentation et de Distribution** : 88, rue du Cdt-Mages, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.33.55-64.23.79.

● **Agence Silec de Metz** : 36, rue des Jardins, Ban-St-Martin, B.P. 1, 57023 Longeville-les-Metz. Tél. : (87) 30.39.39.

● **Rime** : rue de la Dutée, B.p. 38, 44800 St-Herbiain. Tél. : (40) 46.12.00.

● **Remi** : 18, rue Simon, 51100 Reims. Tél. : (26) 40.10.14-40.06.61-40.15-72.

● **Direct** : 151/153, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.

● **Monsieur Kinder, Agent** : 1, rue P.-Ristelhuber, 67100 Strasbourg-Meinau. Tél. : (88) 39.29.29-39.18.02.

● **St Malbec et Cie** : 17, rue de Luxembourg, Z.I., B.P. 78, 37002 Tours Cedex. Tél. : (47) 54.43.96.

SILICONIX

● **Almex** : Z.I. d'Antony, 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.

● **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence. Tél. : (56) 80.24.70. – 119, rue des Fontaines, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.78.82. – « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.

● **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.

● **Alrodis** : 40, rue Villon, 69008 Lyon. Tél. : (78) 69.59.52.

● **Balzinger** : 18/26, route du Général-de-Gaulle, 67300 Schiltigheim. Tél. : (88) 33.18.52.

● **Sanelec Electronique** : 7, rue de la Couture, Z.I. de la Pilaterie, 59700 Marcq-en Barœul. Tél. : (16.20) 98.92.13.

SOLITRON DEVICES INC.

● **Société Auctel** : 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 664.10.50.

SPRAGUE FRANCE

● **Almex** : Z.I. Antony, 48, rue de l'aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.

● **Gedis** : 53, rue de Paris, 92100 Boulogne. Tél. : 604.81.70.

● **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

● **RTF Diffusion** : 59 à 63, rue Desnouettes, 75015 Paris. Tél. : 533.69.43.

● **Delta** : Z.I. rue Louis-Armand, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : 42.26.58.11.

● **Euromail** : Z.I., rue Frédéric-Joliot, 132 Aix-les-Milles. Tél. : 42/26.58.11.

● **Ouest-Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : 99/36.00.58.

● **Sedre** : 5, bd les Diabels-bleus, 38000 Grenoble. Tél. : 76/87.90.12. – 27, rue Voltaire, 42100 Saint-Etienne. Tél. : 77/32.80.57. – 10/12, rue Jean Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : 78/68.30.96.

● **Selfco** : 31, rue du fossé des Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : 88/22.08.88.

● **Spelec** : 226-228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : 56/91.90.98. – 89, rue Riquet, 31071 Toulouse Cedex. Tél. : 61/62.34.72.

TELEDYNE PHILBRICK

Mandataires :

● **Teledyne Philbrick** : 4, rue des Bergers, 75015 Paris. Tél. : 577.95.86.

● **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 33.33.89. et Sud-Est.

Distributeurs :

- **Léanord** : 236, rue Sadi-Carnot, 59320 Haubourdin. Tél. : (20) 50.43.00.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.
- **Toutelectric** : 15/17, boulevard de Bonrepos, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.11.33.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.

TELEDYNE SEMICONDUCTEURS

- **I.S.C. France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.
- **Tekelec Airtronic** : B.P. 2, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

TEXAS INSTRUMENTS

- **Fachot Electronique** : 5 bd Robert-Sérot, B.P. 321, 57007 Metz Cedex. Tél. : (87) 30.28.63.
- **Tekelec Airtronic** : 12, rue Gabriel-Fauré, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.62.35. – 281, route d'Espagne, 31300 Toulouse Cédex. Tél. : (61) 40.24.90-40.38.77. – Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35. – 69, rue Bataille, 69008 Lyon. Tél. : (78) 74.37.40. – 4, rue Fischart, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 61.06.43. – Beaumanoir 7, allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. Tél. : (91) 27.66.45.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge Tél. : 735.33.20.
- **Radio-Voltaire** : 7, avenue Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.
- **Radialex** : 74, rue Vendôme, 69457 Lyon Cédex 3. Tél. : 89.45.45.
- **Eltec** : 58, rue Dammartin, 59100 Roubaix. Tél. : (20) 70.56.19-70.34.43.
- **Tisco France** : 9, place de Bretagne, 35000 Rennes. Tél. : (99) 79.54.81. - L'autan, 100, allée de Barcelone, 31500 Toulouse. Tél. : (61) 21.30.32. – La Boursidière, Bât. A, R.N. 186, 92350 Le Plessis Robinson. Tél. : 630.23.43. – 1, avenue de la Chartreuse, 38240 Meylan. Tél. : (76) 90.45.74/49.72. – 31 quai Rambaud, 69002 Lyon. Tél. : (78) 37.35.85. – B.P. 5, 06270 Villeneuve-Loubet. Tél. : (93) 20.01.01.
- **Tarbelec** : 45, bis, place du Foirail. 65090 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82.
- **Revimex** : 23, bd Victor-Hugo, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 47.89.05. – 3 bis rue Kitchener, 22104 Dinan. Tél. : (96) 39.09.97.
- **Parinor** : 104, rue de Maubeuge, 75010 Paris. Tél. : 878.65.55-526.50.24.
- **Industrielle Electronique** : 19, rue Louis-Grobet, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.52.06.
- **Euromail:** Z.I. rue Frédéric Joliot, 13290, Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.
- **Castor** : 45, rue de Cronstadt, 75015 Paris.
- **E.I.S.** : 17, avenue Henri-Barbusse, 94240, L'Hay-les-Roses. Tél. : 661.02.24.
- **Flagelectric** : 47, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63014 Clermont-Ferrand Cedex. Tél. : (73) 92.13.46.
- **Paris-Sud Electronique** : 42, avenue du Président Allende, 91300 Massy. Tél. : 920.66.99.
- **Sté C.E.I.N.** : 34 bis, rue de Tournai, 59230 Saint-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.
- **Sté Nadis** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.

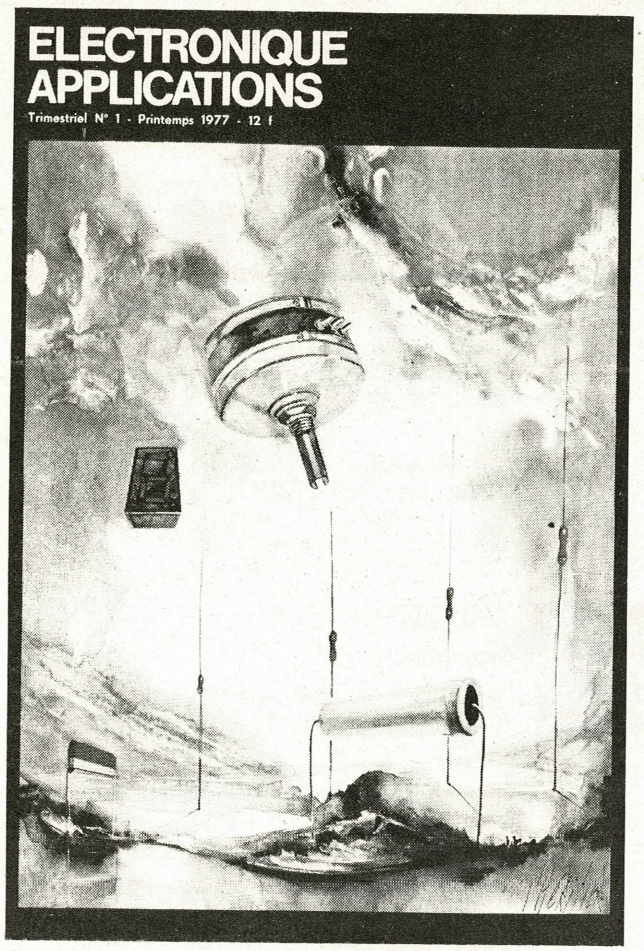
ZILOG

Mandataire :

- **A 2M** : 18, avenue Dutartre, 78150 Le Chesnay. Tél. : 955.32.42.

Agents :

- **Comtec** : 69850 St-Martin-en-Haut. Tél. : (78) 48.61.87.
- **C.E.I.S.** : 120, avenue Pierre Latécoère, 31700 Blagnac. Tél. : (61) 49.23.49.
- **Vernières** : 56390 Grand-Champ. Tél. : (16.97) 66.77.58.



Le N° 1 de nouveau disponible

Prix : 15 F.

Devant les nombreuses demandes de nouveaux lecteurs, nous avons procédé à un retirage de 6 000 exemplaires. Hâtez-vous de le commander ainsi que les autres numéros manquant à votre collection.

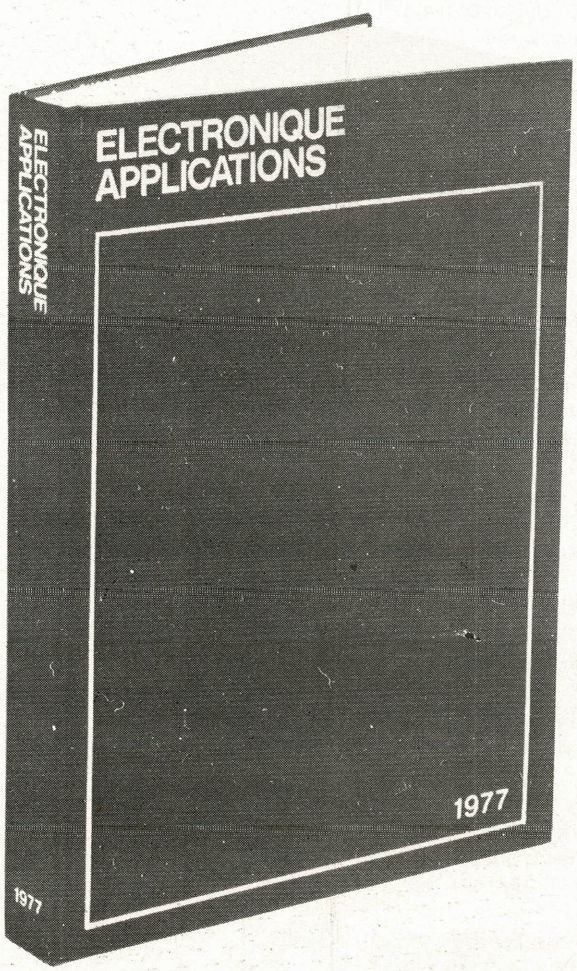
Vente au numéro : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19.

Album 1977

réunissant les
4 premiers numéros
(656 pages au total)

prix : 40 F.

Présentation luxueuse pour votre bibliothèque.



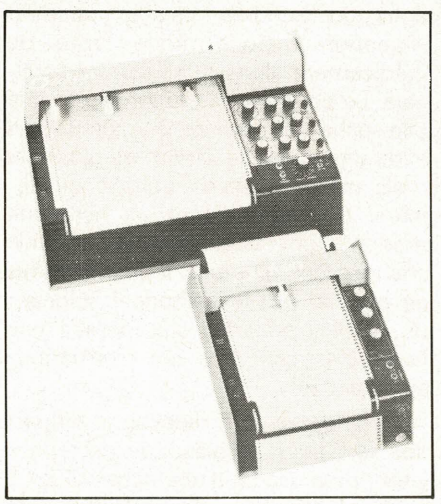
En vente directe ou par correspondance :

- dans nos locaux :,
  2 à 12, rue de Bellevue
  75019 Paris (M° Place des Fêtes)
- à la Librairie Parisienne de la Radio
  43, rue de Dunkerque
  75010 Paris (M° Gare du Nord)
- sur commande chez votre marchand de journaux.

NOUVEAUTES

Enregistreurs graphiques

La gamme d'enregistreurs BS 250 fabriquée par Curken (USA), comprend trois versions à un, deux ou trois canaux qui ont en commun les caractéristiques standards suivantes : 22 vitesses de papier, 12 sensibilités commutables, et un temps de réponse d'écriture de 375 ms sur 250 mm d'échelle.



Les BS 250 sont équipés de circuits imprimés embrochables, ce qui simplifie la maintenance. Ils peuvent basculer et présenter à portée de main les parties normalement inaccessibles. Le dérouleur de papier est animé par un moteur pas à pas par une horloge à cristal et dispose de la télécommande des vitesses, ainsi que de l'avance manuelle de papier. De nombreuses options sont disponibles, telles que l'enrouleur de papier, l'amplificateur logarithmique et l'amplificateur à entrées différentielles.

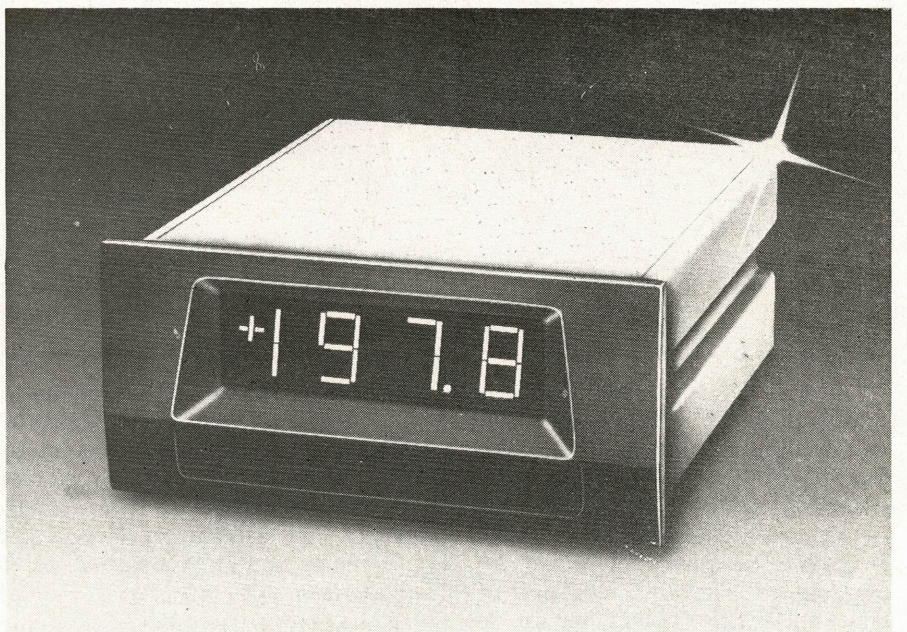
Dans cette série il existe ainsi un module à 125 mm de largeur papier baptisé BS 125-1, monocanal, mêmes caractéristiques.

Bryans, 8-10, rue de Rambouillet, 75012 Paris. Tél. : 340.59.57.

Indicateurs numériques de tableau

Ce nouvel indicateur numérique 2 000 points est doté d'un affichage à LED de 13 mm de hauteur.

Le modèle standard TE 306 est alimenté sur le réseau 220 V. Très robuste, l'indicateur est monté dans un



boîtier métallique. Il fonctionne dans une large plage de température : entre 0 °C et + 50 °C.

Utilisable en voltmètre continu (calibres de 0,2 V à 1 000 V) et en ampèremètre (calibres de 0,2 microampère à 2 A), l'indicateur peut être équipé de sorties BCD parallèle et série totalement isolées de l'entrée mesure et du réseau d'alimentation.

Un dispositif de déclenchement précis permet d'incorporer l'indicateur TE 306 dans tous les systèmes industriels automatiques.

Tekelec-Airtronic, Cité des Bruyères, rue Carle Vernet, BP 2 – 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

Phasemètre numérique

Cet appareil dispose de deux gammes de mesure (± 180 ° et 0/200 °), et couvre la bande de fréquence de 10 Hz à 100 kHz. La sensibilité des entrées est de 30 mV et la dynamique de 80 dB sans commutation (300 V max.). La précision nominale est de 1° et la résolution de l'affichage de 0,1 °.

Quatre valeurs de filtre anti-bruit sélectionnables par l'utilisateur au

moyen de touches-poussoir permettent l'emploi de l'appareil sur des signaux perturbés.

Ce phasemètre est équipé en série de sorties analogique et numérique.

Eurelco, Z.I. 06510 Carros. Tél. : (93) 08.10.43.

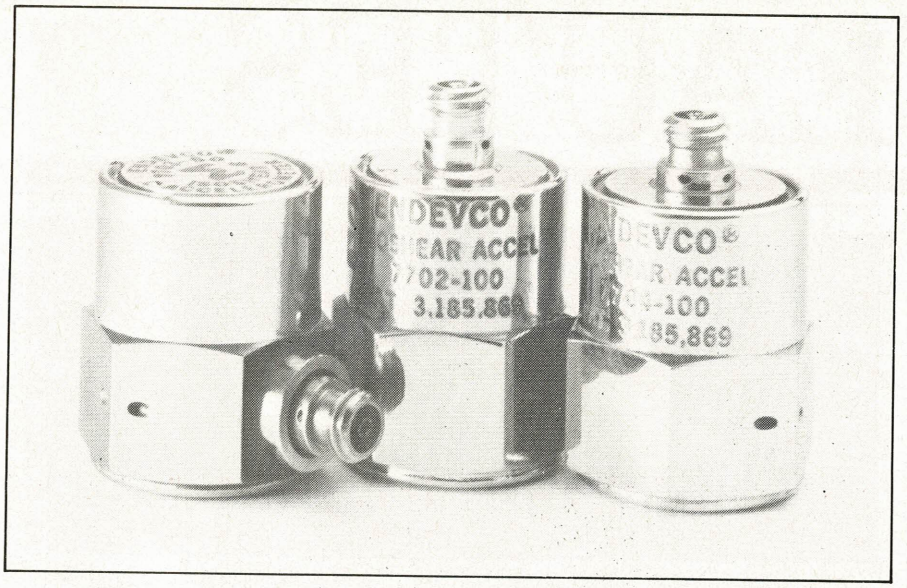
Accéléromètres piézo électriques

La famille des accéléromètres piézoélectriques « Isoshear », caractérisés par leur haute sensibilité et leur réponse à faible fréquence, s'est agrandie par l'addition des modèles 7702, 7703 et 7704.

Ces trois modèles sont disponibles pour des sensibilités de charge de 50 et 100 picocoulombs par g.

La technologie Isoshear utilise les techniques d'empilage et de cisaillement des cristaux avec une compensation en température des éléments pour produire un accéléromètre capable d'obtenir des données précises dans des environnements les plus difficiles.

Ces accéléromètres sont exceptionnellement stables, et pratiquement insensibles aux phénomènes parasites, tels que les contraintes de base et les transitoires thermiques (incluant ceux provenant des courants d'air ou de la lumière à haute intensité). Toutefois, ces capteurs ont une haute fréquence de résonance et une grande sensibilité aux vibrations bien qu'ils soient petits et légers.



De plus, la courbe de réponse en température est extrêmement plate sur une large gamme allant de – 54 °C à + 250 °C. Ceci signifie que les accéléromètres Isoshear conviennent parfaitement pour des tests dans un environnement qui associe cycles de température et vibrations. Ces produits sont également utilisés durant les essais en vol où ils donnent une grande précision dans la large plage de températures rencontrées en aéronautique.

Ces accéléromètres sont fournis avec sortie du signal isolée ou non du boîtier, et le connecteur sur le côté ou au-dessus.

Endevco France, 76, rue des Grands Champs, 75020 Paris. Tél. : 373.43.59.

Multimètres numériques

Fluke annonce quatre nouveaux multimètres 2 000 points à affichage à cristaux liquides.

Les modèles de base 8010 A et 8012 A permettent d'effectuer de très nombreuses mesures grâce à leur sept fonctions et à leurs 34 gammes ! Le 8010 A peut en outre être utilisé pour la mesure de forts courants sans shunt extérieur alors que le modèle 8012 A offre la possibilité de mesurer les très faibles résistances.

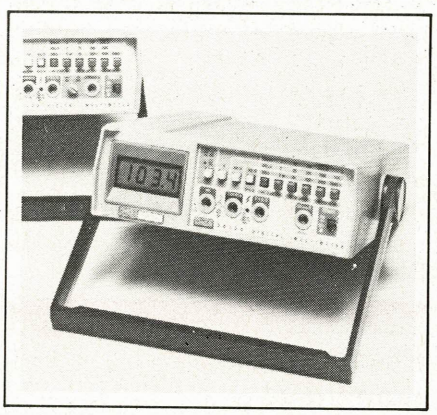
Les 8010 A-01 et 8012 A-01 sont équipés de batteries rechargeables, le chargeur et le circuit de protection de charge étant incorporés.

La précision de base en mesure de tensions continues de ces nouveaux multimètres est de ± (0,1 % de la lecture + 1 digit). Cette précision est donnée pour 1 an dans une plage de température comprise entre 18 et 28 °C.

Les valeurs de tensions alternatives sont lues directement en valeurs efficaces vraies grâce à un convertisseur RMS développé par FLUKE qui permet des mesures jusqu'à 200 kHz (– 3 dB), avec ce convertisseur, quelle que soit la forme du signal à mesurer, sa valeur sera donnée avec précision.

Le modèle 8010 A peut mesurer des courants continus et alternatifs jusqu'à 10 A sans shunt extérieur alors que le 8012 A possède deux gammes complémentaires de résistances 2 Ω et 20 Ω soit une résolution de 0,001 Ω.

Le test des diodes est réalisable sur tous les appareils de cette nouvelle



famille, il en est de même pour la mesure des conductances où trois gammes (200 nanoSiemens, 2 milliSiemens et 20 μSiemens) peuvent être utilisées. Avec cette fonction, la mesure de résistance peut s'effectuer de 0,001 Ω à 10 000 MΩ !

Outre leurs excellentes caractéristiques techniques, les 8010 A, 8010 A-01, 8012 A et 8012 A-01 acceptent des tensions transitoires pouvant atteindre 6 kV, leurs entrées sont entièrement protégées même sur les gammes résistances qui supportent sans dommages 300 V DC ou efficaces, de plus ils respectent les recommandations de sécurité d'utilisation IEC 348.

Les modèles 8010 A-01 et 8012 A-01 sont équipés de blocs batteries rechargeables.

M.B. Electronique, rue Fourny, Z.A.C. de Buc, BP 31 78530 Buc. Tél. : 956.31.30.

Poussoir de seringue à pile

Une société britannique a réalisé un poussoir de seringue portatif à pile, qui peut être utilisé pour l'injection lente de médicaments pendant que le malade mène une vie pratiquement normale.

Le MS 16 ne mesure que 19 cm x 7 cm x 3 cm et pèse 300 g. Il est porté dans un baudrier lavable pendant l'injection hypodermique lente du médicament dans la région abdominale. Le poussoir est actionné par une pile sèche standard de 9 V, qui devrait avoir une durée de service de plusieurs mois, même si elle est utilisée tous les jours. Cet équipement ne nécessite pratiquement aucun entretien, sinon le changement de la pile. Il peut être mis en marche par le personnel soignant ou par les malades eux-mêmes une fois qu'ils ont reçu les instructions appropriées.

Le poussoir peut recevoir la plupart des seringues de plastique de type à jeter après usage, d'une capacité de 1 à 20 ml. Les taux de décharge sont exprimés en heures par centimètre linéaire de course du plongeur. Le temps nécessaire à la décharge d'une seringue pleine peut être réglé entre 1 heure et 40 heures. Il est recommandé aux utilisateurs de se familiariser parfaitement avec la méthode employée pour calculer le taux d'injection. La décharge des seringues est activée par un bouton-poussoir et lorsque le plongeur atteint la fin de sa course, la pile est automatiquement mise hors-circuit. Il en va de même en cas de contre-pression et un circuit indépendant protège le malade contre des défaillances éventuelles de l'équipement. (28/4).

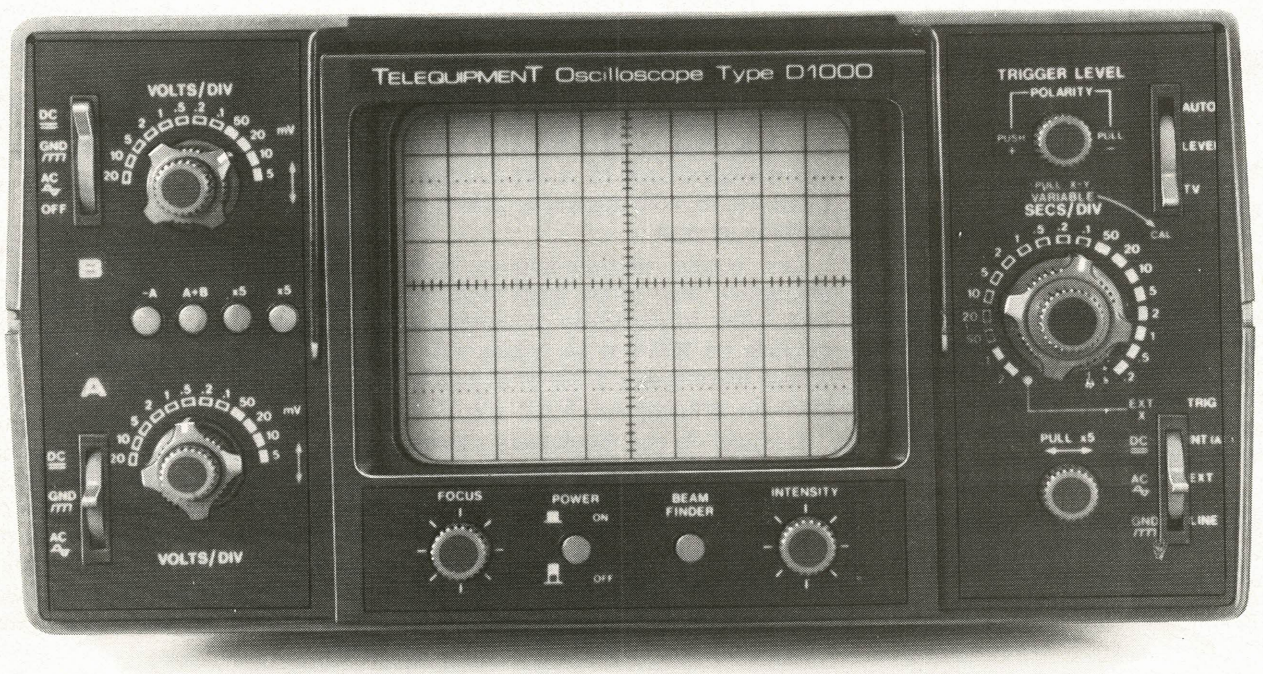
Michel Frères, 34, bd Bonne-Nouvelle, 75480 Paris Cedex 10.

Variateurs de vitesse électroniques

Les variateurs VIT 27 et VIT 22 peuvent commander la vitesse de moteurs universels, de moteurs à déphasage permanent par condensateur, ou de moteurs à cage résistive. Ils se présentent sous la forme d'un module surmoulé, avec 3 fils de

(suite page 166)

L'EVENEMENT.



TELEQUIPMENT

GROUPE TEKTRONIX

connexion : VIT 27 – fils souples : VIT 22 – fils rigides.

Le variateur VIT 27 peut être facilement monté sur un radiateur et ainsi commander des courants allant jusqu'à 7 A.

Un circuit RC est incorporé dans le module VIT 27 pour protéger le triac contre les DV/DT.

Caractéristiques :

– Tension d'alimentation : 220 V ± 15 % 50 Hz.
– Tension de sortie maximum : 210 V pour entrée 220 V.
– Tension de sortie minimum : ajustable en usine entre 85 et 150 V ± 10 %
– Valeur du potentiomètre extérieur : normalement 470 kΩ linéaire 0,5 W.
– Température d'utilisation : – 20 °C à 70 °C
– Température de stockage : – 50 °C à 90 °C.
– Courant permanent à pleine conduction : voir courbe.
– Surintensité pour une période non répétive 60 A.
– Isolation entre un des fils et le radiateur : 2 500 V.

MKH microélectronique, 14540 Bourguébus PB 3. Tél. : (31) 23.11.98.

Matrice point par point

Cette matrice, composée de deux lignes ayant chacune 16 caractères, est destinée à équiper les terminaux de point de vente, les visualisations de micro-ordinateurs ou toutes applications identiques.

Les dimensions du module sont : 162 x 67 x 15 mm ; celles des caractères : 8,6 x 6 mm.

Un circuit de compensation réduit les interférences entre affichages permettant un degré de contraste meilleur que celui généralement obtenu par les autres méthodes de multiplexage.

Le module étant compensé, au niveau du circuit de commande, en température, peut être utilisé entre 0 et 50 °C.

La tension d'alimentation est de 12 V CC pour un courant de 12 mA.

Le module 3 200 point par point Hamlin se monte sur panneaux. Les bords de l'ouverture étant échancrés de façon à obtenir un meilleur contraste.

Dans ces conditions, l'angle de vue est de 10 et 40 ° de face et de ± 45 ° de côté. Le contraste est de 20 : 1.

Hamlin Electronics, 3, sente des Dorées, 75019 Paris. Tél. : 202.53.17.

Régulateurs Haute précision

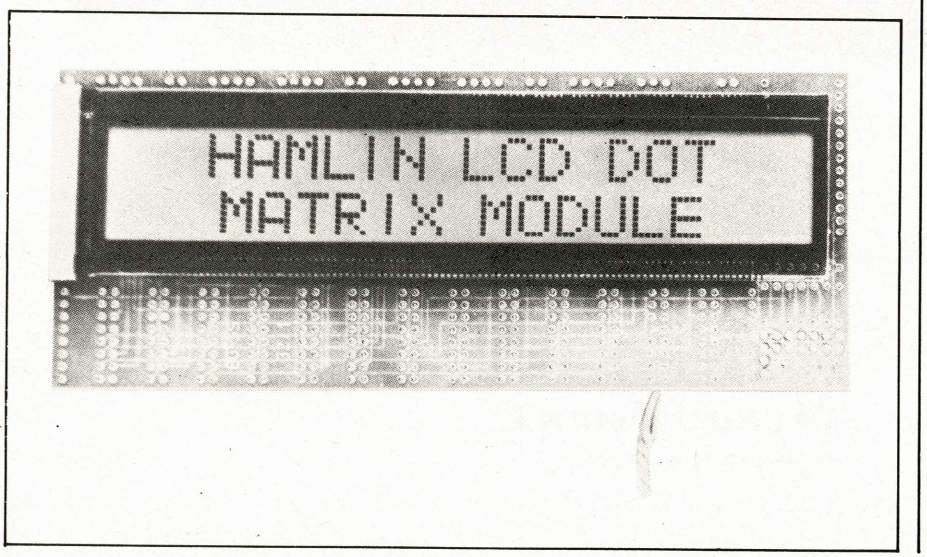
La division « Composants » de Lambda Electronique élargit sa gamme de régulateurs de tension 1,5 A en boîtier TO 3 en développant des régulateurs délivrant une tension de sortie fixe de 5 V-12 V ou 15 V positive (série LAS 15 A 00) ou négative (LAS 18 A 00), ayant une précision absolue de ± 2 %.

Les autres caractéristiques sont identiques aux séries LAS 1500 et LAS 1800 en particulier la puissance dissipée de 15 W et les faibles résistances thermiques : 3 °C/W et coefficient de température : 0,02 % V_s/ °C.

L'emploi de ces régulateurs s'avère particulièrement intéressant lorsque la précision des régulateurs classiques ± 4 % ou ± 5 % s'avère insuffisante il y a lieu d'utiliser des régulateurs réglables d'implantation moins aisée et de prix plus élevés ou tout autre artifice allant à l'encontre de la stabilité.

Commercialisés depuis juin 1978, tous ces régulateurs sont disponibles sur stock.

Lambda, route de Grivery, 91 Gometz-le-Chatel. Tél. : 012.14.87.



Deux nouveaux produits pour les circuits imprimés

Dans nos numéros 3 (page 50) et 6 (page 88), il a été fait mention de produits américains, vendus en Europe, destinés à la confection de clichés pour circuits imprimés.

Il s'agissait de films pelliculables produits par ULANO sous les marques « Rubilith » et « Amberlith ».

Deux nouveaux produits pour fabriquer les écrans de soie sont maintenant proposés :

– « Ulanocut » est un film à découpe similaire à ceux déjà proposés, mais à cette différence près qu'il est autocollant et soluble à l'eau. Dès la découpe terminée, il suffit d'appliquer le film sur la gaze mouillée du pochoir sérigraphique et de le sécher à l'air chaud. Il peut être appliqué sur toutes les mailles : soie, polyamide, polyester ou métal. Ulanocut permet les corrections par simple décollage de la partie à modifier.

Lorsque l'on veut récupérer l'écran, il suffit de le tremper dans l'eau pour décoller la pellicule. L'emploi des pochoirs utilisant ce procédé ne requiert qu'une précaution : ne pas utiliser une encre délayée à l'eau.

– « Ulano Fotocoat » est une émulsion diazoïque destinée à la sensibilisation directe des écrans de soie. Deux formules sont disponibles selon le degré de résolution désiré l'une étant moins coûteuse que l'autre. Les pochoirs sensibilisés peuvent être conservés jusqu'à deux semaines avant insolation.

L'application du Fotocoat peut être pratiquée sur l'une des faces de la trame ou sur les deux à la fois selon la qualité d'impression désirée.

L'insolation s'effectue avec n'importe quelle source actinique. A titre d'exemple, sur le tableau établi par le fournisseur, il apparaît que 150 s. en moyenne suffisent, sous une lampe halogène de 2000 W, pour insoler un pochoir à un mètre de distance.

Le dépouillement est fait au jet d'eau tiède tout simplement.

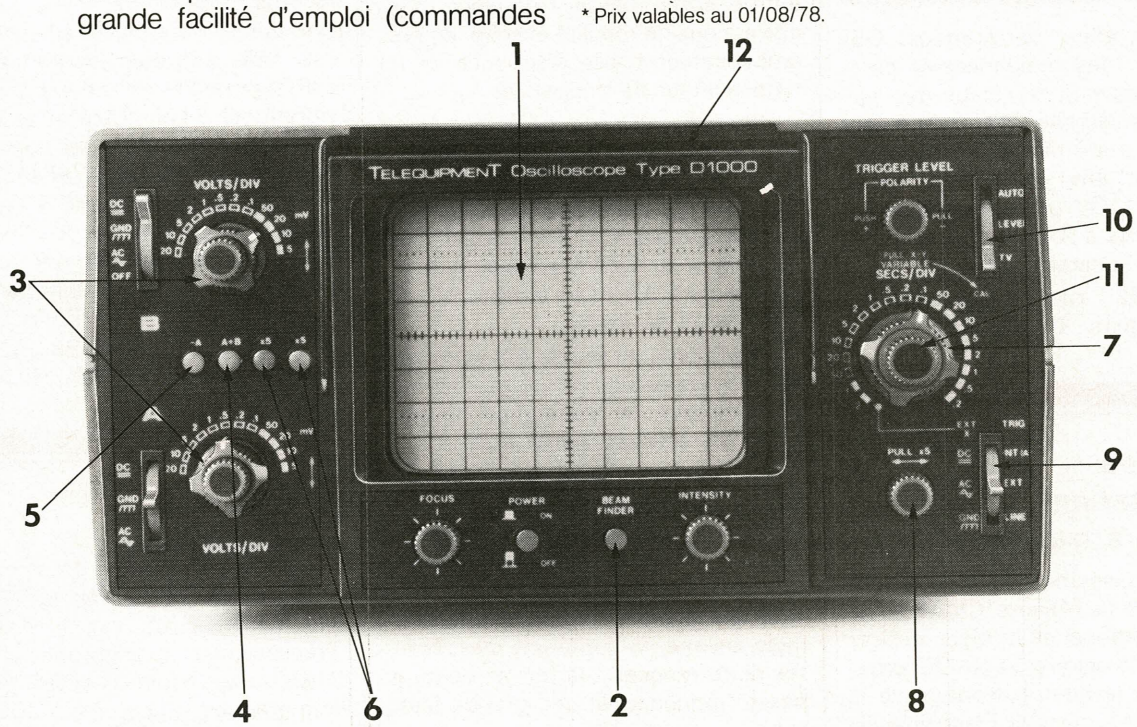
ULANO est représenté en France par **« Tripette et Renaud »**, 39, rue Jean-Jacques Rousseau, 75038 Paris Cedex 01. Tél. : 233.21.45.

LES D1000.

4 OSCILLOSCOPES DOUBLE TRACE DE QUALITE INCOMPARABLE

De 2920 F à 4464 F (TTC)*, Telequipment vous présente la gamme d'oscilloscopes que vous attendiez.
Outre leur prix et leurs performances, Telequipment a pris toutes les précautions vous garantissant la meilleure fiabilité (tests de 4.000 heures). Une nouvelle présentation vous assure une grande facilité d'emploi (commandes très accessibles, code des couleurs pour les fonctions, recherche automatique de traces). Leur poids et la poignée les rendent aisément transportables. Enfin, cette nouvelle gamme est soutenue sur le plan du Service Après-Vente et des notes d'application par le Groupe TEKTRONIX.

* Prix valables au 01/08/78.



1. grand écran 8 x 10 cm deux voies.
2. recherche automatique de traces.
3. déviation verticale 5 mV/cm - 20 V/cm.
   bande passante : 10 MHz (D 1010, D 1011),
   15 MHz (D 1015, D 1016).
4. addition des deux voies (*).
5. différence avec canal A inversé (*).
6. loupe par 5, sensibilité 1 mV/4 MHz (*).
7. vitesse de balayage de 0,2 s à 0,2 µs/cm.
8. loupe électronique 40 ns/div.
9. choix de déclenchement aisé (interne, externe, TV, secteur).
10. déclenchement entièrement automatique ou normal (+, −).
11. XY à pleine sensibilité des voies (*)
    (voie A/voie B).
    XY double (voie A, voie B/X externe).
12. poignée évitant les chocs lors du transport.

* D 1011, D 1016 seulement.

Réseau de distribution :
ACER : 42 rue de Chabrol 75010 PARIS - Tél. : 770.28.31 — CIBOT : 1-3 rue de Reuilly 75012 PARIS - Tél. : 343.66.90 ou 343.13.22 ou 307.23.07 — OMNITECH : 15 rue C. Flammarion 75018 PARIS - Tél. : 257.62.80 — OMNITECH COMPTOIR : 82 rue de Clichy 75009 PARIS - Tél. : 874.18.88 — PENTASONIC : 5 rue Maurice Bourdet 75016 PARIS - Tél. : 524.23.16 — REUILLY COMPOSANTS : 79 boulevard Diderot 75012 PARIS Tél. : 628.70.17.
BELLION : Z.I. Kerscao-Brest B.P. 16 29219 LE RELECQ-KERHUON - Tél. : 16 (98) 28.03.03 — DEBELLE : 13 rue Baptiste Marcet Z.I. Fontaine B.P. 87 38600 FONTAINE - Tél. : 16 (76) 26.56.54 — FACEN : 110 avenue de Flandre 59290 WASQUEHAL (Siège) - Tél. : 16 (20) 98.92.15 - 6 rue E. Rouzé 59000 LILLE - Tél. : 16 (20) 96.93.07 - Z.I. d'Heillecourt 54140 HEILLECOURT - Tél. : 16 (28) 51.00.05 - Z.I. 6 rue Vauban 67450 MUNDOLSHEIM - Tél. : 16 (88) 20.24.39 ou 16 (88) 20.20.80 - Boulevard Lénine Centre de Gros 76800 SAINT-ETIENNE-DE-ROUVRAY - Tél. : 16 (35) 65.39.06 — FLAGELECTRIC : 47-49 rue J. Verne Z.I. de Brezet 63000 CLERMONT-FERRAND - Tél. : 16 (73) 92.13.46 — ISNARD : 11 rue de la Carrière 38600 FONTAINE - Tél. : 16 (76) 26.81.77 — LIENARD SOVAL : 8 rue Lavoisier 45007 ORLÉANS CEDEX - Tél. : 16 (38) 88.03.86 — OESO : 24 rue D. Papin 16000 ANGOULÊME - Tél. : 16 (45) 92.27.77 — REVIMEX : 23 boulevard V. Hugo 44010 NANTES CEDEX - Tél. : 16 (40) 20.09.22.

TELEQUIPMENT
GROUPE TEKTRONIX

EA

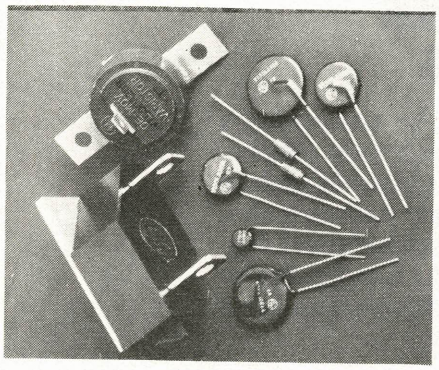
Coupon-Réponse
à retourner à TEKTRONIX
B.P. 13 - Z.I. de Courtaboeuf.
91401 ORSAY. Tél. : 907 78 27.

M. : .....
Société : .....
Fonction : .....
Adresse : .....
..... Tél. : .....

- Désire recevoir une documentation sur la D 1000.
- La visite d'un ingénieur commercial.
- Des notes d'application.

Varistances à l'oxyde de zinc

General Electric vient d'introduire une nouvelle série de varistances à l'oxyde de zinc. Il s'agit de modèles pour haute énergie permettant la dissipation de 200 à 600 joules. Ces nouvelles varistances ont une tension de 130 à 660 V eff., et des courants de crête de 15 000 à 25 000 A. Elles sont montées dans un nouveau boîtier avec embase isolée.



Les nouvelles varistances GE-MOV II sont des varistances en céramique destinées à l'écrêtage des surtensions transitoires. Elles présentent une amélioration des caractéristiques par rapport aux varistances de la gamme GE-MOV, première génération de varistances à l'oxyde de zinc développée par General Electric.

C.C.I., 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 02. Tél. : 261.55.49.

Quatrième manifestation « capteurs français »

La Commission Interministérielle des Appareils de MEsure (CIAME) et le SYndicat NAtional de la Mesure Electrique et Electronique (SYNAME) organisent, sous le haut patronage de la Direction des Industries Electroniques et de l'Informatique (DIELI) du ministère de l'industrie, la quatrième manifestation « CAPTEURS FRANÇAIS » qui se déroulera du 16 au 19 janvier 1979 au Palais des Congrès de Versailles (8-10, rue de la Chancellerie).

Le domaine représenté sera limité aux capteurs et transmetteurs de pression, débit, mouvement (déplacement, vitesse, accélération, chocs), température, humidité, anémométrie, force et pesage ; ces transducteurs trouvant leurs applications dans les secteurs de la mesure de laboratoire ou d'essais et de la conduite de processus industriels.

Parallèlement à la présentation de matériels, les visiteurs de l'exposition pourront assister à des conférences qui développeront, dans le domaine des capteurs, l'état des techniques, les perspectives d'évolution et quelques problèmes posés aux exploitants. Pour cette quatrième « édition » l'anémométrie fera son apparition. La CIAME présentera ses ouvrages traitant des capteurs (répertoires, documents d'évaluation).

Pour tous renseignements :

CIAME, 9, rue Huysmans, 75006 Paris. Tél. : 544.71.23.

Son Hi-Fi pour la TV

Les récepteurs de télévision peuvent aujourd'hui bénéficier d'un son haute-fidélité grâce à un nouveau circuit intégré de SGS-ATES : le TDA 2190.

Ce nouveau dispositif comporte un amplificateur limiteur FI, un filtre passe-bas de sortie, un détecteur FM, un contrôle de volume en continu, une entrée/sortie basse fréquence pour corrections de tonalité et VCR, un préamplificateur basse fréquence et un amplificateur de puissance.

L'amplificateur de puissance peut fonctionner soit en classe B, soit en mode CCC (courant de consommation constant). La puissance de sortie avec une tension d'alimentation de 24 V est supérieure à 4,5 W en classe B, ou supérieure à 3,5 W en mode CCC, sur une charge de 16 Ω.

L'addition d'un simple étage de sortie complémentaire à transistor permet d'augmenter la puissance jusqu'à 10 W sur une charge de 4 Ω.

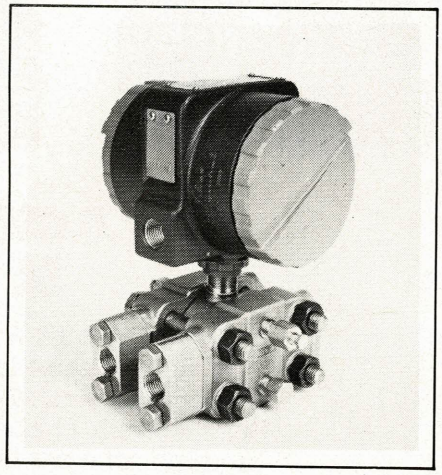
Ce circuit est monté dans un boîtier SGS-ATES power « Dual in-line » dans lequel l'embase de cuivre permet de dissiper une puissance de 15 W. La puce est fabriquée à partir d'un procédé spécialement adapté à la technologie linéaire lui conférant d'excellentes performances à la fois en haute et basse fréquence, et une grande fiabilité.

SGS-ATES, le Palatino, 17, avenue de Choisy, 75643 Paris Cedex. Tél. : 584.27.30.

Transmetteur *de pression* différentielle

Un nouveau transmetteur électronique à cellule de pression différentielle, permettant de mesurer la pression différentielle pour le débit, le niveau liquide et d'autres applications, a été lancé par la Société Foxboro.

Cet appareil, baptisé modèle 823, utilise le principe d'un fil vibrant permettant de garantir des performances élevées, et il permet en option un montage à distance des circuits électroniques afin d'améliorer la résistance aux conditions ambiantes et de réduire les coûts d'installation.



Le modèle 823 peut être réglé de façon à mesurer une vaste gamme de pressions différentielles en utilisant l'un des trois capteurs existants. Il est extrêmement résistant aux chocs, aux vibrations, à l'humidité et aux autres conditions ambiantes. Les composants électroniques de l'appareil sont placés dans un boîtier étanche à l'humidité conçu pour garantir à la fois une bonne protection contre les phénomènes atmosphériques et un entretien facile.

Foxboro France, 92-98, bd Victor-Hugo, 92115 Clichy. Tél. : 270.63.00.

UART programmable

Le COM 6402 de STANDARD MICROSYSTEMS est un Récepteur Transmetteur Asynchrone Universel (UART) avec des fréquences d'horloge très grandes, du continu à 200 kB.

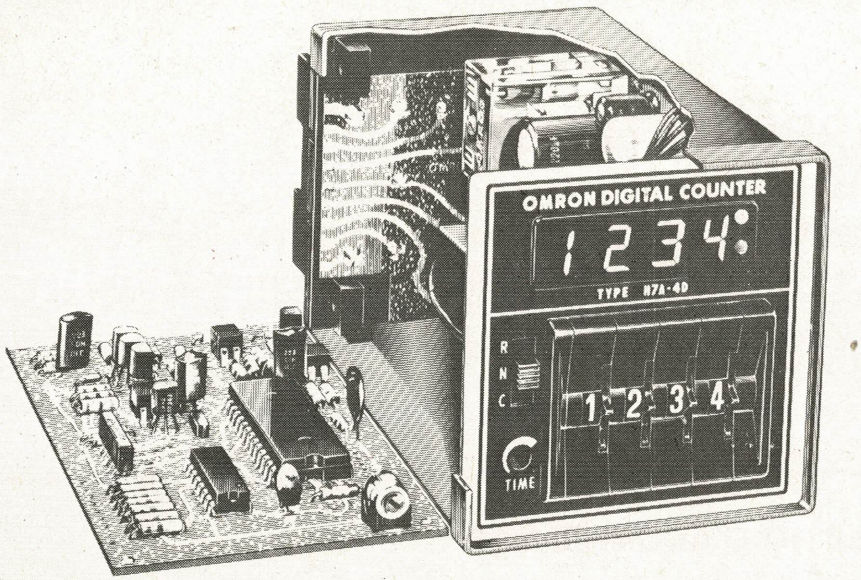
C'est un circuit C.MOS LSI de faible consommation 10 mW, avec une seule tension 5 V = compatible TTL.

La programmation des longueurs de mot, de la parité, du nombre de bit stop est indépendante.

Le COM 6402 est compatible avec le circuit INTERSIL et HARIS 6402 et interchangeable avec les UART de l'industrie, exemple COM 2502 ou COM 2017 SMC.

Il est connectable directement avec le Générateur de Baud COM 8046 SMC, lui aussi en 5 V = d'alimentation.

Tekelec Airtronic, Cité des Bruyères, rue Carle Vernet. BP2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.



Compteur électronique à mémoire

Le compteur miniature, haute performance, type H7A fait appel à l'innovation technologique des circuits C-MOS LSI. L'utilisation de photocoupleurs pour isoler les circuits entrée et sortie du circuit compteur et d'un filtre d'impulsions au niveau de chaque entrée du LSI est à l'origine de la très grande immunité aux bruits.

Les H7A correspondent à la norme DIN 72 x 72 mm. Ils existent en version 2 et 4 digits, avec ou sans mémoire, ce qui évite les problèmes de comptage provoqués par une coupure ou une interruption de courant.

Tous les compteurs H7A sont prévus pour un comptage par contact ou statique avec entrée porte et remise à 0, et une sortie contact (relais) ou statique. De plus, une alimentation en 12 V_{CC} est disponible pour un usage externe. Les compteurs à présélection sont équipés d'un bouton de présélection pour trois différents types de sorties, « N » type standard ; « R » type avec remise à 0 automatique et non comptage pendant le signal de sortie et « C » type avec remise à 0 automatique et comptage pendant le signal de sortie. Un bouton de sélection pour la vitesse de comptage permet de choisir entre 30 et 300 cps. Un potentiomètre permet de régler la temporisation de sortie de 0,1 à 1 s.

Carlo Gavazzi-Omron, 18-26, rue Goubet, 75019 Paris. Tél. : 200.67.01.

Détecteur de fuites de gaz combustibles

Le CDG 880 est un détecteur portatif qui permet de détecter et de localiser les fuites de gaz et de vapeurs combustibles.

Il produit un cliquetis sonore qui augmente en fréquence au fur et à mesure que l'on se rapproche de la fuite, jusqu'à donner un son de sirène sur la fuite elle-même.

Il ne demande qu'une minute de préchauffage.

Cet appareil fonctionne sur deux batteries rechargeables ou sur piles sèches.

Le CDG trouve aisément des applications en milieu industriel ou domestique, sur un chantier naval (à l'usage des constructeurs et réparateurs).

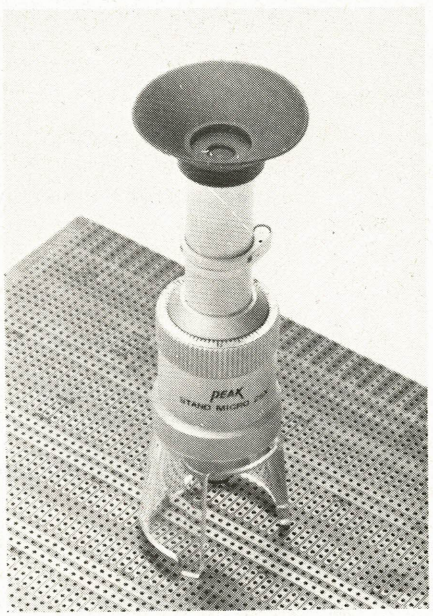
Aux Etats-Unis, il est particulièrement apprécié par les corps de pompiers pour la détection des origines éventuelles d'incendie par hydrocarbure.

Les gaz détectés peuvent être, à titre d'exemple : les vapeurs d'acétone, l'acétylène, l'alcool, l'ammoniac, le butane, le gaz de ville, l'hydrogène, le propane, l'oxyde de carbone...

C.C.I., 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 02. Tél. : 261.55.49.

Microscope... de poche

Le « Micro Pocket » a été mis au point spécialement pour résoudre les innombrables problèmes de contrôle et de mesure qui se posent quotidiennement dans l'industrie et dans les



laboratoires (services contrôle, outillage, fabrication, bureau d'études etc.).

Cet instrument est d'un maniement simple et peut être utilisé par tous.

Un large socle transparent évite tout système d'éclairage annexe. L'optique choisie a un grossissement de 25. La vision est facilitée par une large œillère et une bague de réglage avec vernier permet de mesurer facilement les profondeurs (précision 0,1). Il est inclus une échelle amovible qui se retire dans le cas où l'utilisateur se contente d'observer l'échantillon sans le mesurer.

Les paramètres mesurables sont les longueurs, les angles, les rayons et les profondeurs. Le micro-pocket à une hauteur d'environ 15 cm.

Les applications du filtre, 80, avenue des Vosges, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 35.58.55.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Comment souscrire un abonnement ?

- **par correspondance,** en utilisant le bulletin d'abonnement ci-dessous, à retourner à : ELECTRONIQUE APPLICATIONS 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19.
- **chez votre marchand de journaux habituel,** en lui remettant le bulletin d'abonnement ci-dessous dûment rempli.

A découper suivant le pointillé (ou à photocopier si vous ne voulez pas mutiler votre revue).

BULLETIN D'ABONNEMENT

Nos tarifs :

		(1) FRANCE	ETRANGER
ELECTRONIQUE APPLICATIONS (4 numéros)	– 1 AN ☐	48,00	65,00

Informations :

- **pour les changements d'adresse** : joindre la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F en timbres-poste, et des références complètes de la nouvelle adresse.
- **pour tous renseignements** ou réclamations, concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

(1)

☐ Je m'abonne pour la première fois à partir du numéro

☐ Je renouvelle mon abonnement :
et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

Je joins à ce bulletin la somme de : .... francs

(1)

par : – chèque postal ☐ sans n° de compte
– chèque bancaire ☐
– mandat-lettre ☐

(1) ☐ Mettre une croix dans les cases ci-dessus correspondantes

Ecrire en capitales, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre 2 mots. Merci

Nom, Prénom (Attention : prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M., Bâtiment, Escalier, etc.)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal

Ville

Dept	Cne
13	

Quartier
19

Ne rien inscrire dans ces cases

CONTROLE AUTOMATIQUE
EN CIRCUIT DES SEMI-CONDUCTEURS

même dans un CIRCUIT SHUNTE par 10 ohms

• FRÉQUENCEMÈTRES

520 MHz

BK 1850

- Lecture de 5 Hz à 520 MHz
- Stabilité 1 ppm de 0 à 50 °C
- Périodemètre de 5 Hz à 1 MHz
- Sensibilité 50 mV à 520 MHz
- TCXO

30 MHz

BK 1827

- Résolution 1 cycle, même à 30 MHz
- 2 gammes donnant la précision de 8 digits
- Economiseur automatique de piles

• GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS

à faible distorsion

BK 3010

- 0,1 Hz à 1 MHz en 6 gammes
- Amplitude variable et sortie carrée TTL
- Tension de décollage
- Entrée V.C.O. de wobulation

CONTROLE EN CIRCUIT sans dessouder

de tous les
TRANSISTORS
BIPOLAIRES
DARLINGTON

TRANSISTORS
THYRISTORS
FET - DIODES
le contrôle prend 9 secondes

IDEAL
POUR LE DEPANNAGE
LA PRODUCTION SÉRIE

BK 520

• TRANSISTORMÈTRE

BK 530

- Mesure FT jusqu'à 1 500 MHz
- Mesure les tensions de claquage, les bétas, Gm et paramètres de fuite.
- Contrôle en circuit des semi-conducteurs.

• CONTRÔLEUR en CIRCUIT

BK 510
Contrôle bons, mauvais transistors, thyristors. FET en circuit même lorsque le semi-conducteur est shunté par 10 Ω.

BK 2040
GÉNÉRATEUR POUR RADIO-TÉLÉPHONE

•

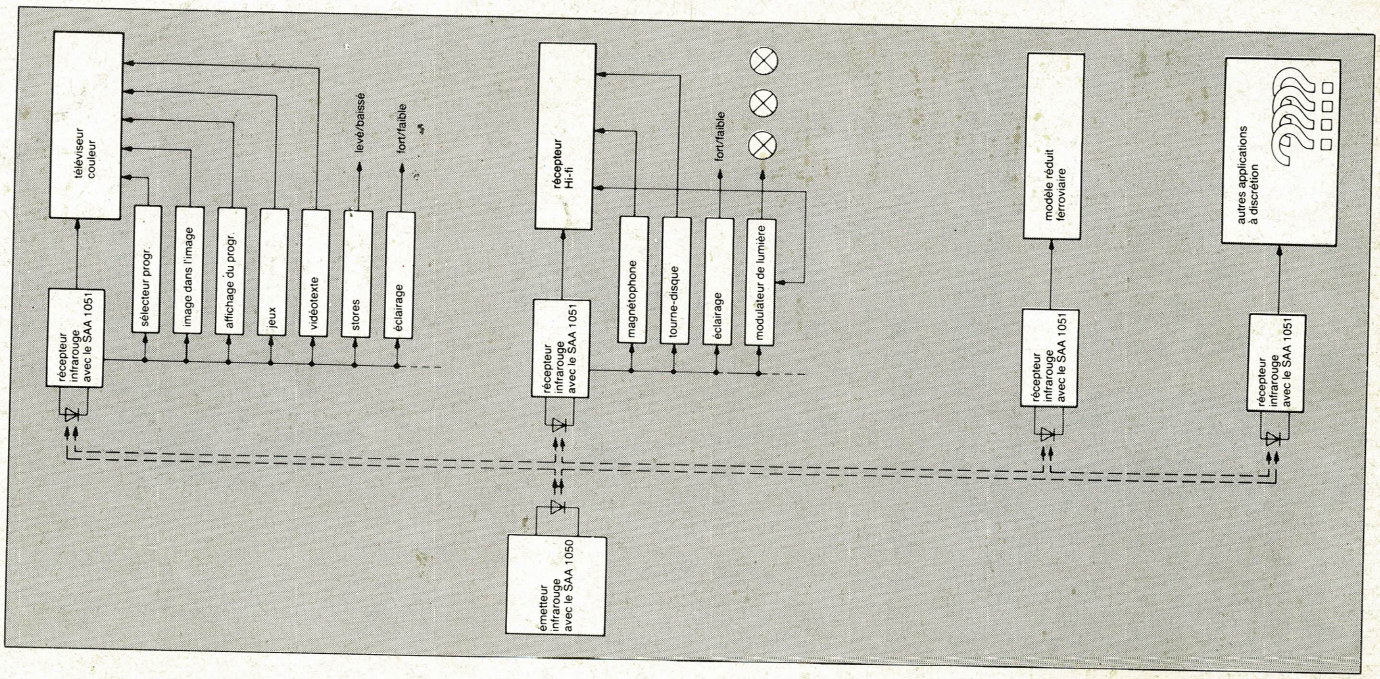
BK 1040
BANC D'ESSAI EMETT.-RECEPT.

•

Autres productions au catalogue

BLANC-MECA (division Electronique)
Zone Industrielle 36300 LE BLANC. Tél. 37.09.80

Distributeurs dans toute la France



La nouvelle télécommande infrarouge d'ITT Semiconducteurs...

...doit sa naissance à ceux qui nous ont fait confiance lorsque nous proposions, il y a 5 ou 6 ans, de remplacer les systèmes mécaniques à base de cables et de commutateurs par une transmission digitalisée à ultrasons à base de circuits MOS. Nous avions déjà la technologie adéquate et un marché ouvert à ce produit: plus de la moitié des téléviseurs télécommandés en sont équipés (en R.F.A.).

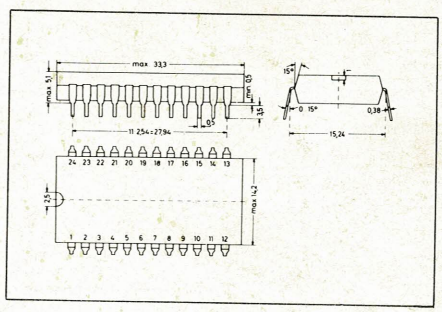
La nouvelle génération avec un concept riche en applications futures
SAA 1050: émetteur CMOS
SAA 1051: récepteur PMOS à grille Silicium

Nous avons persévéré dans cette voie et investi l'expérience acquise dans un système nouveau, extrêmement flexible et tenant compte des concepts en cours de développement: 64 commandes distinctes peuvent être envoyées sur 16 adresses différentes, soit un total de 1024 instructions à partir du même boîtier.

Voici quelques particularités:

– répertoire élargi (16 x 64 = 1024 instructions)
– consommation minimale de l'émetteur
– commande de plusieurs appareils au moyen d'un seul boîtier
– très peu de composants externes (quartz superflu)
– très grande immunité au bruit et perturbations
– transmission de 4 fonctions analogiques (par ex. volume, chrominance, luminosité, contraste)
– pas de blindage nécessaire pour le récepteur

Notre nouveau système, le plus évolué parmi les télécommandes à infrarouge, prévoit déjà les applications en cours de développement, telles que les jeux vidéo télécommandés, le vidéotexte et le télétexte, le terminal à domicile etc... Il est bien entendu possible de télécommander une chaîne Hi-fi, mais également d'autres agrégats comme les stores, l'éclairage d'ambiance et bien d'autres utilisations qu'il vous reste à découvrir.



SAA 1050, SAA 1051 en boîtier plastique D.I.L., poids 3,5 g env., dimensions en mm

N'hésitez pas à contacter soit notre spécialiste, Mr. Falleau au (1) 253 31 39 soit notre Service de documentation, 16 rue Emile Schwoerer, 68000 Colmar.

S.P.I. ITT
Département Semiconducteurs
INTERMETALL
1, avenue Louis Pasteur
F-92223 Bagneux

Semiconducteurs ITT